

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement supérieur

et de la recherche scientifique

Université Hassiba Benbouali de Chlef



Faculté des Sciences et Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique

MEMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de

Magister (Ecole Doctoral Génie Electrique)

Option : Réseaux électriques

Présenté par :

HADJ ATTOU Radhia

Ingénieur d'état en électrotechnique, Univ. HB Chlef

THEME

Etude et optimisation d'une chaine GPV_Boost_Onduleur Connectée au Réseau b.t de Sonelgaz

Soutenu publiquement le 07/04/2011, devant le jury composé de :

Mr DJILLALI Achour	Professeur (U.CHLEF)	Président.
Mr TADJINE Mohamed	Professeur (ENP)	Examineur.
Mr BOUCHRIT Mohamed Sheghir	Professeur (ENP)	Examineur.
Mr BELMADANI Bachir	Professeur (U.CHLEF)	Encadreur.
Mr ZEGAOUI Abdellah	M.A Chargé de cours (U.CHLEF)	Co-Encadreur.

AVANT_PROPOS

Les travaux de recherches présentés dans ce mémoire se sont déroulés au Laboratoire des projets de fin d'étude (PFE) d'Epatement d'Electrotechnique, sur le site de l'Ecole doctorale Génie électrique de l'université Hassiba Ben Bouali de chlef, sous la direction de Monsieur le Professeur Belmadani Bachir, et Monsieur Zegaoui Abdallah copromoteur et responsable de mémoire.

Je rends grâce AU TOUT PUISSANT pour m'avoir accordé santé et courage jusqu'à l'aboutissement de ce modeste travail.

Je suis très honoré que Monsieur le Professeur Belmadani Bachir, et Monsieur Zegaoui Abdallah, aient accepté la charge d'encadrer ce mémoire malgré un délai très court consacré à la lecture. Leur compétence en matière de commande et de modélisation des convertisseurs font que leur présence est pour moi une véritable caution scientifique. Je les remercie chaleureusement pour leur dévouement.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur Saidi Hamza et Monsieur Ben Bouali Abed Arrahmane, pour la confiance et l'honneur qu'ils m'accordent en acceptant de participer à ce modeste travail.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur Takka Kamel, pour ses conseils, ses nombreux encouragements et la très grande liberté qu'il m'a accordée dans l'orientation de mes travaux de recherche.

Et enfin je dédie ce modeste travail à L'âme de mon vénéré, **notre Prophète MOHAMED** -*Que la prière et le salut soit sur lui*-, tous les enseignants qui ont collaboré à ma formation depuis mon premier cycle d'étude jusqu'à la fin de mon cycle universitaire, à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, à tous ceux que j'aime et à tous ceux qui m'aiment.

« Ceux qui s'entêtent de pratique sans science sont comme des marins sur un navire sans timon ni boussole et qui ne savent jamais où ils vont. Toujours la pratique doit être édifiée sur la bonne théorie »

Léonard DE VINCI

*A ma grand-mère
pour son amour, ses sacrifices et toute l'affection
qu'elle m'a toujours offerte...*

Liste des Symboles et Acronymes

Liste des Symboles

Chapitre I :

A : Facteur de qualité de la diode, compris entre 1 et 2.

E : Eclairement.

E_0 : Eclairement dans les conditions standards ($E_0 = 1000W/m^2$).

E_g : Energie de gap du semi conducteur.

I : Courant délivré par la cellule photovoltaïque.

I_0 : Courant de la saturation de la diode dépendant de la température.

V_{oc} : Courant de circuit ouvert.

I_{0ref} : Courant de la saturation de la diode dans les conditions standards.

I_d : Courant de diode.

I_G : Courant du générateur photovoltaïque.

I_{ph} : Courant photogénéré.

I_{Rsh} : Courant délivré par la résistance shunt de la cellule photovoltaïque.

I_{RshG} : Courant délivré par la résistance shunt du générateur photovoltaïque.

I_{sc} : Courant de court circuit.

K : Constante de Boltzmann = $1.381 \cdot 10^{-23} J/K$.

N_p : Nombre de générateurs en parallèles.

n_p : Nombre de cellules en parallèles.

N_s : Nombre de générateurs en séries.

n_s : Nombre de cellules en séries.

PV : Photovoltaïque.

q : Charge de l'électron = $1.602 \cdot 10^{-19} C$.

R_S : Résistance série de la cellule photovoltaïque.

R_{SG} : Résistance série du générateur photovoltaïque..

R_{Sh} : Résistance shunt de la cellule photovoltaïque.

R_{ShG} : Résistance shunt du générateur photovoltaïque.

T : Température de la cellule en Kelvin (K).

T_0 : Température ambiante ($T_0 = 25^\circ\text{C}$)

V: Courant délivré par la cellule photovoltaïque.

V_G : Tension du générateur photovoltaïque.

V_{oc} : Tension de circuit ouvert.

ΔV_{oc} : Coefficient de température de tension de circuit.

Chapitre II :

D : Rapport cyclique du hacheur.

T : Période.

V_i : Tension d'entrée du hacheur.

V_o : Tension de sortie du hacheur.

$M(D)$: Le rapport de conversion.

R_L : Résistance parasite.

C_1 : Capacité d'entrée du hacheur.

C_2 : Capacité de sortie du hacheur.

Z : Charge du convertisseur.

K : Transistor bicommandable.

L : Inductance du convertisseur.

V_L : Tension aux bornes de l'inductance L.

I_L : Courant traversant l'inductance L.

I_{C1} : Courant traversant la capacité d'entrée du hacheur.

I_{C2} : Courant traversant la capacité de sortie du hacheur.

t : temps.

η : Rendement du convertisseur.

D : Pas d'incrémentation.

Chapitre III :

E : La tension de la source.

U_{e1}, U_{e2} : Tensions d'entrée respectivement aux demi bras d'onduleur.

V_A, V_B, V_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.

U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} : Tensions composées.

i_{d1}, i_{d2}, i_{d0} : Courants d'entrée de l'onduleur.

V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tensions entre chaque bras de l'onduleur par rapport au point milieu M.

V_{NM} : Tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur.

f_p : Fréquence de la porteuse.

f : Fréquence de la tension de référence.

T_p : Période de la porteuse.

m : Indice de modulation.

r : Taux de modulation.

I_{C1} : Courant du condensateur C_1 .

I_{C2} : Courant du condensateur C_2 .

F_{KS} : Fonction de connexion de chaque interrupteur.

B_{KS} : Commande de base des transistors.

F_c : Fonction liée à la cellule de commutation.

F_{Km}^b : Fonction de connexion du demi-bras.

M : Point milieu fictif de l'onduleur à trois niveaux.

V_{ref} : Tension de référence.

V_K : Potentiel au nœud K.

V_{KN} : Différence de potentiel entre le bras K et le point fictif M de l'onduleur.

V_m : Amplitude de la référence.

V_{pm} : Amplitude de la porteuse.

ω_s : Pulsation de synchronisme (rad).

$[N(t)]$: Matrice de conversion simple.

$[M(t)]$: Matrice de conversion composée.

Chapitre IV :

I_d : Courant direct.

I_q : Courant en quadrature.

P : Puissance active.

Q : Puissance réactive.

C_1, C_2 : Capacités du filtre intermédiaire de l'onduleur à trois niveaux.

$V_{r\#i}$: Tension de la phase « i » du réseau triphasé.

$I_{r\#i}$: Courant de la phase « i » du réseau triphasé.

$R_{r\#}$: Résistance du réseau.

$L_{r\#}$: Inductance du réseau.

K_p : Gain proportionnel du régulateur.

K_i : Gain intégral du régulateur.

$F_{BO}(S)$: Fonction de transfert en boucle ouverte du courant.

$F_{BF}(S)$: Fonction de transfert en boucle fermée du courant.

T_e : Constante de temps exigée du régulateur de courant.

τ : Constante de temps.

I_{dref} : Courant directe de référence.

I_{qref} : Courant en quadrature de référence.

I_{eff} : Courant efficace.

V_A, V_B, V_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.

V_{KN} : Tension simple de la phase réceptrice.

Acronymes

D : Diode.

T : Tansistor.

MPP: Maximum Power Point (point de puissance maximale).

MPPT: Maximum Power Point Tracking (Recherche de point de puissance maximale).

NPC: Neutral Point Clamped.

MLI: Modulation de larguer d'impulsion.

PV : Photovoltaïque.

GPV : Générateur Photovoltaïque.

PI : Proportionnel Intégral.

THD : Distorsion d'Harmonique Totale (Total Harmonics Distorsion).

DC/DC : Convertisseur Continu/Continu.

P_{opt} : Puissance optimale.

P&O : Perturbation et Observation.

Liste des figures

Chapitre I : L'énergie photovoltaïque

Figure (I.1) : Structure de la production d'électricité 2009....	6
Figure (I.2) : Exemples de spectre solaire.....	7
Figure (I.3): Cellules monocristallines.....	10
Figure (I.4): Cellules polycristallines.....	11
Figure (I.5): Cellules Couche mince (Amorphe).....	11
Figure (I.6): Représentation schématique d'une pile solaire à jonction PN standard.....	14
Figure (I.7) : Caractéristiques d'une jonction PN polarisée.....	15
Figure (I.8) : Caractéristique d'une jonction PN sous éclairnement.....	16
Figure(I.9): Caractéristique $I_p = f(V_p)$ d'une cellule photovoltaïque idéale.....	16
Figure (I.10) : Schéma équivalent électrique de la cellule PV réelle.....	17
Figure (I.11.a) : Caractéristique courant-tension d'une cellule PV.....	19
Figure (I.11.b) : Caractéristique puissance-tension d'une cellule PV.....	19
Figure (II.12) : Caractéristiques I(V) d'une cellule et d'une association de 3 branches en parallèle ayant chacune 2 cellules en série.....	21
Figure (I.13): Schéma équivalent d'un générateur photovoltaïque.....	22
Figure (14): Caractéristiques I(V) et P(V) d'un générateur photovoltaïque....	24
Figure (I.15.a) : Influence de la résistance série sur la caractéristique I=f (V) d'un générateur photovoltaïque.....	25
Figure (I.15.b) : Influence de la résistance série sur la caractéristique P=f (V) d'un générateur photovoltaïque.....	25
Figure (I.16.a) : Influence de la résistance shunt sur la caractéristique I=f (V) d'un générateur.....	25
Figure (I.16.b): Influence de la résistance shunt sur la caractéristique P=f (V) d'un générateur photovoltaïque.....	25

Figure (I.17.a): Caractéristique courant tension d'un module PV pour différentes valeurs d'éclairement et une température constante.....	26
Figure (I.17.b): Caractéristique puissance-tension d'un module PV pour différentes valeurs d'éclairement et une température constante.....	26
Figure (I.18.a): Caractéristique courant-tension d'un module PV pour différentes valeurs de température et un éclairement constant.....	27
Figure (I.18.b): Caractéristique puissance-tension d'un module PV Pour différentes valeurs de température et un éclairement constant.....	27
Figure (I.19): Composantes d'un champ de modules photovoltaïques.....	28
Figure (I.20): Caractéristique I(V) d'un champ de deux générateurs associés en série.....	29
Figure (I.21): Caractéristique I(V) d'un champ de cinq générateurs associés en parallèle.....	30
Figure (I.22): groupement mixte des modules.....	31
Figure (I.23) : Caractéristique I(V) d'une association mixte.....	31
Figure (I.24) : Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-retour.....	32
Figure (I.25) : Effet de la diode by-pass sur la caractéristique I(V) d'un générateur photovoltaïque.....	32

Chapitre II : Etage d'adaptation pour générateur PV avec MPPT

Figure (II.1) : Le rôle d'interface du convertisseur.....	35
Figure (II.2): Schéma synoptique d'un système photovoltaïque relié au réseau électrique.....	36
Figure (II.3): Schéma de principe du hacheur.....	36
Figure (II.4) : Connexions d'un générateur PV à une charge. a. Connexion directe. b. Montage avec convertisseur statique (étage d'adaptation).....	38

Figure (II.5) : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque à base d'un transformateur DC contrôlé par une commande MPPP	38
Figure (II.6): Chaîne de conversion d'énergie solaire comprenant un panneau photovoltaïque, un convertisseur BOOST, une commande MPPT et une charge.....	40
Figure(II.7): Exemple de convertisseur statique DC-DC pouvant être utilisé comme adaptateur entre un générateur PV et une charge.....	42
Figure (II.8): Convertisseur boost.....	42
Figure (II.9): Circuit équivalent du BOOST lorsque S est fermé.....	43
Figure (II.10): Circuit équivalent du BOOST lorsque S est fermé.....	44
Figure (II.11): Variations des variables dynamiques I_L , V_{C1} , V_{C2}	45
Figure (II.12) : Le rapport de conversion M en fonction de D du convertisseur Boost.....	47
Figure (II.13): Circuit électrique d'un hacheur série.....	48
Figure (II.14): Circuit équivalent de Buck lorsque S fermé.....	49
Figure (II.15): Circuit équivalent de Buck lorsque S ouvert.....	49
Figure (II.16) : Le rapport de conversion M en fonction du rapport cyclique D du convertisseur Buck.....	51
Figure (II.17): Schéma de base d'un hacheur Buck_Boost.....	52
Figure (II.18): Circuits équivalents de Buck-Boost, (A) : S fermé, (B) :S ouvert.....	52
Figure (II.19) : Le rapport de conversion M en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur Buck-Boost.....	54
Figure (II.20) : La commande MPPT.....	55
Figure(II.21): Principe de la première commande MPPT numérique.....	56
Figure(II.22): Caractéristique P_{PV} (V_{PV}) d'un panneau solaire.....	58
Figure(II.23): Algorithme type de la méthode P&O.....	58
Figure(II.24): Positionnement du point de fonctionnement suivant le signe de dP_{PV}/dV_{PV} sur la caractéristique de puissance (a) et de la valeur de $\Delta I_{PV}/\Delta V_{PV}$ sur la caractéristique de courant (b).....	60

Figure(II.25): Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode Incrément de Conductance.....	61
Figure (II.26) : modèle équivalent de la batterie.....	64
Figure (II.27) : Schéma bloc de la batterie sous Simulink.....	64
Figure (II.28) : Schéma bloc de GPV-MPPT-Hacheur-Charge.....	67
Figure (II.29): Schéma bloc de hacheur.....	67
Figure (II.30): L'Influence, en fonction du temps, d'une variation de la charge sur la puissance, la tension et le courant.....	68
Figure (II.31) : Résultats avec batterie comme charge.....	69
Figure (II.32): Influence de l'ensoleillement sur la caractéristique P-V pour T=25°C.....	69
Figure (II.33): Influence de température sur la caractéristique P-V pour E=1000 w/ m^2	69
Figure (II.34): Résultats de simulation pour une variation de température....	70
Figure (II.35): Déviation du MPP pour une variation de température.....	70
Figure(II.36): Résultats de simulation pour une variation d'éclairement.....	71
Figure(II.37): Déviation du MPP pour une variation d'éclairement.....	71

Chapitre III: Les Onduleurs Multiniveaux

Figure (III.1) : Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux.....	76
Figure (III.2) : Les différentes techniques de modulation des onduleurs multi niveaux.....	77
Figure (III.3): Onduleur triphasé à trois niveaux.....	78
Figure (III.4): Structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	79
Figure (III.5): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor- diode.....	79
Figure (III.6): Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	80

Figure (III.7) : Réseau de Pétri série de fonctionnement d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.....	82
Figure (III.8): Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois.....	86
Figure (III.9): Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux...	89
Figure (III.10): Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale.....	91
Figure (III.11): Les différents signaux de la stratégie ($m = 12, r = 0.8$).....	92
Figure (III.12): La tension simple v_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à deux porteuses bipolaires, pour $m=6, 9, 15$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$	94
Figure (III.13): Caractéristiques de la tension de sortie V_a et le THD de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie MLI à deux porteuses bipolaires ($m=6$).....	95
Figure (III.14) : Organigramme générale de la modulation vectorielle.....	96
Figure (III.15) : Différents signaux de modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires.....	97
Figure (III.16): La tension simple v_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires, pour $m=6, 9, 15$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$	98
Figure (III.17): Caractéristiques de la tension de sortie V_a et le THD de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires ($m=6$).....	99
Figure (III.18): Organigramme g Figure (III.19): Différents signaux de la modulation calculée.....	100
énérale de la modulation calculée.....	100
Figure (III.20): La tension simple v_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation calculée pour $m=6, 9, 15$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$	102

Figure (III.21): Caractéristiques de la tension de sortie V_a et le THD de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation calculée ($m=6$).....	103
---	-----

Chapitre IV : Optimisation de la chaîne de conversion PV couplée au réseau électrique

Figure(IV.1): Paramètres caractéristiques d'un creux de tension.....	113
Figure (IV.2): Exemple de variations rapide de la tension.....	113
Figure(IV.3): Exemple de cas de surtensions transitoires.....	114
Figure(IV.4): Exemple de fluctuation de la fréquence.....	114
Figure(IV.5): Représentation de l'harmonique et l'inter harmonique.....	115
Figure (IV.6): Schéma de principe de l'interconnexion au réseau.....	116
Figure (IV.7): Modèle des consommateurs PV et non PV.....	118
Figure (IV.8): Modèle d'un client PV : a) Transformateur-Client, et b) son circuit simplifié.....	118
Figure (IV.9): Schéma de principe de la configuration d'injection du surplus de l'énergie.....	119
Figure (IV.10): Schéma de principe de la configuration d'injection de la totalité de l'énergie.....	120
Figure (IV.11): Modèle équivalent d'une phase du réseau.....	121
Figure (IV.12): Schéma bloc du modèle du réseau dans le repère dq.....	122
Figure (IV.13): Modélisation d'un réseau triphasé dans le repère dq.....	123
Figure (IV.14): La boucle de réglage du courant avec un régulateur PI d'une phase du réseau.....	124
Figure (IV.15): Boucle de régulation des courants i_d et i_q	125
Figure (IV.16): Modèle équivalent de la boucle de régulation des courants i_d et i_q	126
Figure (IV.17): Structure du filtre capacitif intermédiaire.....	127
Figure (IV.18): La différence des tensions d'entrée du filtre intermédiaire.....	128
Figure (IV.19): Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux.....	128
Figure (IV.20): Structure du nouveau Filtre capacitif intermédiaire.....	128
Figure (IV.21): La différence des tensions d'entrée du pont de clamping.....	129
Figure (IV.22): Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux après l'introduction du pont de clamping.....	129

Figure (IV.23) : Puissance (actives, réactives) avec et son pont de clamping.....	129
Figure (IV.24) : Puissance actives réactives et leurs références.....	130
Figure (IV.25) : Courants directs i_d et en quadrature i_q	131
Figure (IV.26) : Courants d'entée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} et i_{d2}	131
Figure (IV.27) : Courant d'entée i_{d0} et tension de sortie V_a de l'onduleur à trois niveaux.....	131
Figure (IV.28) : Courant de sortie de l'onduleur à trois niveaux I_a	132
Figure (IV.29) : Puissance actives réactives et leurs références.....	132
Figure (IV.30) : Courants en quadrature i_d et de sortie du GPV I_{PV}	132
Figure (IV.31) : Courants d'entée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} et i_{d2}	133
Figure (IV.32) : Courant d'entée i_{d0} et tension de sortie V_a de l'onduleur à trois niveaux.....	133
Figure (IV.33) : Courant de sortie de l'onduleur à trois niveaux I_a	133

Chapitre V : Réalisation pratique

Figure(V.1) : Schéma de principe de la chaîne GPV_BUCK_CHARGE+BATTERIE.....	137
Figure (V.2): Principe de fonctionnement d'une alimentation classique.....	137
Figure (V.3): Le schéma électrique de circuit d'alimentation stabilisée (12V).....	138
Figure (V.4): Le schéma électrique de circuit d'alimentation stabilisée(5V).....	138
Figure (V.5) : Circuit d'isolation galvanique (4N25).....	139
Figure (V.6) : Amplificateur de courant et mise en forme.....	139
Figure (V.7) : Circuit d'interface de puissance.....	139
Figure (V.8):Photo du circuit d'isolation galvanique (réalisation pratique).....	140
Figure (V.9) : Circuit du hacheur en série (Buck).....	140
Figure (V.10) : Symbole électrique de MOSFET IRF740.....	140
Figure(V.11) : Schéma électrique de la carte de puissance.....	140
Figure (V.12):Photo du circuit de puissance (réalisation pratique).....	140
Figure (V.13):Photo du circuit de commande (réalisation pratique).....	142
Figure (V.14): Algorithme de commande du Convertisseur Buck.....	143

Figure (V.15): Organigramme de PWM.....	143
Figure (V.16) : L'organigramme de gestionnaire.....	144
Figure (V.17):Photo du circuit de commande (réalisation pratique).....	145
Figure (V.18) : Signale d'entrée de l'hacheur Buck.....	146
Figure (V.19) : Signale d'entrée de l'hacheur Buck.....	146

Avant de propos

Dédicace

Liste des Symboles et Acronymes

Introduction générale.....1

Chapitre I : L'énergie photovoltaïque

I.1.Introduction.....4

I.2. Ressources énergétiques renouvelables et systèmes de production décentralisés
d'électricité d'origine renouvelable.....4

I.3. Énergies renouvelables, définition, ressources et exploitation.....5

I.4. Brefs rappels sur l'énergie solaire.....6

I.5. L'Energie Solaire Photovoltaïque.....8

I.6. Histoire d'électricité photovoltaïque.....9

I.7. Synthèse des cellules photovoltaïques.....10

I.8. Le principe de fonctionnement d'une cellule solaire photovoltaïque.....12

I.9. Les performances.....14

I.9.1. La tension.....14

I.9.2. L'intensité.....14

I.10. La Jonction PN utilisée comme Capteur.....15

I.10.1. Comportement.....15

I.10.2. Modèle mathématique d'une cellule solaire.....17

I.10.2.1. Modèle à une diode.....17

I.10.3. Simulation de la caractéristique I(V) et P(V) d'une cellule PV.....18

I.10.4. Puissance optimale et facteur de forme.....19

I.10.5. Le rendement.....20

I.11. Le générateur photovoltaïque.....20

I.11.1.Modélisation d'un générateur photovoltaïque.....20

I.11.2. Propriétés.....	21
I.11.3. Simulation de la caractéristique $I(V)$ et $P(V)$ d'un générateur photovoltaïque.....	23
I.11.4. Influence des paramètres internes de la cellule PV sur le fonctionnement de GPV.....	24
I.11.4.1. Influence de la résistance série.....	25
I.11.4.2. Influence de la résistance shunt.....	25
I.11.5. Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement du GPV.....	26
I.11.5.1. Influence de l'éclairement.....	26
I.11.5.2. Influence de la température.....	26
I.12. Modélisation d'un champ PV.....	27
I.13. Association des cellules PV.....	28
I.13.1. Association de cellules en série.....	29
I.13.2. Association de cellules en parallèle.....	29
I.13.3. Association mixte.....	30
I.14. Protections classiques d'un GPV.....	31
I.15. Conclusion.....	33

Chapitre II : Etage d'adaptation pour générateur PV avec MPPT

II.1. Introduction.....	35
II.2. Les Convertisseurs DC-DC (Les Hacheurs).....	36
II.3. Étage d'Adaptation entre un Générateur PV et une Charge.....	37
II.4. Rendement de la Chaîne de Puissance.....	39
II.5. Étage d'Adaptation de Type BOOST.....	41
II.5.1. Principe de fonctionnement du convertisseur « boost ».....	42
II.5.2. Modèle mathématique équivalent.....	43
II.5.3. Modèle moyen du hacheur BOOST.....	47
II.5.4. Les ondulations des courants et tensions.....	47

II.5.5. Etude du régime continu.....	46
II.5.6. Rapport de conversion et rendement.....	47
II.6. Étage d'Adaptation de Type Buck.....	48
II.6.1. Principe de fonctionnement du convertisseur « Buck ».....	48
II.6.2. Modèle mathématique équivalent.....	49
II.6.3. Modèle Moyen d'un hacheur Buck.....	49
II.6.4. Les ondulations des courants et des tensions.....	50
II.6.5. Etude du régime continu.....	50
II.6.6. Rapport de conversion et rendement.....	51
II.7. Etage d'adaptation de Type Buck_Boost.....	52
II.7.1. Principe de fonctionnement du convertisseur « Buck_Boost ».....	52
II.7.2. Modèle Mathématique équivalent.....	52
II.7.3. Modèle Moyen d'un hacheur Buck_Boost.....	53
II.7.4. Le rapport de conversion.....	53
II.8. Concept de MPPT.....	54
II.8.1. Synthèse des différentes MPPT rencontrées dans la littérature.....	55
II.8.2. Les premiers types de commande MPPT.....	56
II.8.3. Les commandes MPPT à algorithmes performants.....	57
II.8.3.1. Principe des commandes "Perturb and Observe" (P&O).....	57
II.8.3.2. Principe des commandes "Incrément de conductance" (Inc Cond).....	59
II.9. Les technologies de stockage de l'électricité	62
II.9.1. La batterie	63
II.9.2. Choix de la technologie	63
II.9.3. Constitution chimique et caractéristique.....	63
II.9.4. Modèle mathématique des batteries au plomb	64
II.9. Simulation.....	66
II.10.1. Simulation de l'association générateur photovoltaïque-hacheur.....	66
II.10.2. Analyse du point de fonctionnement du GPV.....	67
II.10.3. Test de poursuite de la puissance maximale.....	67

II.10.4.	Influence des paramètres climatiques sur la puissance maximale du GPV ...	69
II.10.5.	Etude de la robustesse du MPPT.....	70
II.10.6.	Variation de la température.....	70
II.10.7.	Variation d'ensoleillement.....	70
II.10.8.	Interprétation des résultats.....	71
II.11.	Conclusion.....	72

Chapitre III : Modélisation et Commande d'un Onduleur à Trois Niveaux à Structure NPC

III.1.	Introduction.....	74
III.2.	Onduleurs multi niveaux : Aperçu.....	75
III.3.	Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	77
III.3.1.	Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	77
III.3.2.	Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	78
III.3.2.1.	Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	80
III.3.2.2.	Réseau de Pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	81
III.3.2.3.	Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	82
III.3.2.4.	Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux.....	83
III.3.2.5.	Fonctions de connexion des interrupteurs.....	84
III.3.2.6.	Fonctions de connexion des demi-bras.....	84
III.3.2.7.	Fonction de conversion.....	85
III.3.3.	Modélisation aux valeurs moyennes.....	87
III.3.3.1.	Fonctions génératrices de connexion des demi-bras.....	87
III.4.	Stratégie de Commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	89
III.4.1.	Principe de la modulation de largeur d'impulsions MLI.....	90

III.4.2. Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage nature.....	91
III.4.2.1. Principe de la commande.....	91
III.4.2.2. L'algorithme de commande.....	93
III.4.2.3. Résultats de simulation.....	94
III.4.3. Modulation vectorielle.....	95
III.4.3.1. Principe de la commande.....	95
III.4.3.2. L'algorithme de commande.....	96
III.4.3.3. Résultats de simulation.....	98
III.4.4. Modulation calculée.....	99
III.4.4.1. Principe de la commande.....	99
III.4.4.2. L'algorithme de commande.....	100
III.4.4.3. Résultats de simulation.....	101
III.4.5. Comparaison entre les différentes stratégies de commande de l'onduleur....	103
III.5. Conclusion.....	104

Chapitre IV : Stockage et raccordement au réseau

IV.1. Introduction.....	106
IV.2. Notion de raccordement au réseau.....	107
IV.3. L'amélioration du rendement.....	99
IV.4. Les problèmes et risques impliquant les systèmes photovoltaïques reliés au réseau.....	108
IV.4.1. Qualité de puissance fournie au réseau.....	108
IV.4.2. Problèmes d'Islanding.....	108
IV.4.3. Risques techniques et financiers.....	109
IV.5. Conditions techniques d'interconnexions.....	109
IV.5.1. Raccordement.....	109

IV.5.2. Jugement de conformité.....	110
IV.5.3. Accord de raccordement.....	110
IV.5.4. Dispositif de coupure.....	110
IV.5.5. Dispositif de protection.....	111
IV.5.6. Couplage.....	111
IV.5.7. Compensation avec Batteries de condensateurs.....	112
IV.5.8. Protection contre l'injection de courant continu.....	112
IV.6. Les défauts du réseau.....	112
IV.6.1. Creux de tension.....	112
IV.6.2. Variations et fluctuations de tension.....	113
IV.3.3. Surtensions temporaires ou transitoires.....	114
IV.6.4. Fluctuations de la fréquence.....	114
IV.6.5. Harmoniques et inter harmoniques.....	115
IV.7. Classement par type de connexion.....	115
IV.8.Schéma de principe d'interconnexion d'un système photovoltaïque au réseau électrique basse tension.....	116
IV.9.Modélisation du réseau électrique.....	117
IV.9.1.Modélisation de la maille alternative (AC).....	118
IV.9.2.Modèle en circuit électrique.....	118
IV.9.3.Gestion et modalité de raccordement.....	119
IV.9.4.Injection du surplus de la production.....	119
IV.9.5.Injection de la totalité de la production.....	119
IV.9.6.Qualité d'énergie.....	120
IV.9.7.Compensation et correction.....	120
IV.10.1.Equations électriques du réseau dans le repère abc.....	121
IV.10.2.Equations électriques du réseau dans le repère dq.....	122
IV.10.3.Régulation du courant dans l'axe ABC.....	123
IV.10.4. Régulation du courant dans l'axe DQ.....	125
IV.11.Modélisation du filtre capacitif intermédiaire.....	127

IV.11.1.Simulation et Interprétations des résultats.....	128
IV.11.2.Stabilisation des tensions du bus continu.....	128
IV.11.2.1.Modélisation du pont de clamping.....	128
IV.11.2.2.Résultats de simulation.....	129
IV.12.Performances de la chaîne photovoltaïque connectée au réseau.....	130
IV.12. Conclusion.....	134

Chapitre V : Réalisation pratique

V.1.Introduction.....	136
V.2.Schéma de Principe.....	137
V.2.1.Circuit d'attaque (Circuit d'alimentation stabilisée).....	137
V.2.2. Circuit d'isolation galvanique.....	137
V.2.2.1.L'Optocoupleur.....	137
V.2.2.2.Amplification du courant et mise en forme.....	139
V.2.3. Circuit puissance.....	140
V.3.1.Le MOSFET.....	140
V.4.La carte de commande.....	142
V.4.1.Le microcontrôleur Pic (<i>Programmable Interface Controller</i>).....	142
V.4.2.Gestion d'énergie.....	143
V.5. Circuit des commutateurs.....	144
V.6. Choix du site de l'installation des modules photovoltaïques.....	145
V.7.Résulta de simulation (réalisation pratique).....	146
V.7.Conclusion.....	146
<i>Conclusion générale</i>	131
<i>Bibliographie</i>	134

Introduction générale

Introduction générale

La consommation mondiale d'électricité observée durant ces dernières décennies est fortement liée au développement de l'industrie, du transport et des moyens de communications. De nos jours, une grande partie de la production électrique est produite à partir de ressources non renouvelables comme le charbon, le gaz naturel, le pétrole et l'uranium. Leur vitesse de régénération est extrêmement lente à l'échelle humaine. Ce qui entrainera à plus ou moins courte échéance un risque non nul d'épuisement de ces ressources.

Aujourd'hui, les énergies renouvelables deviennent progressivement des énergies à part entière, rivalisant avec des énergies fossiles du point de vue *coût* et *performance de production*. Cependant, leur système de conversion de l'énergie en électricité souffre souvent d'un manque d'optimisation qui en fait encore des systèmes trop chers, et présentant des déficiences importantes en rendement et en fiabilité.

Le rayonnement solaire est répartie sur toute la surface de la terre, sa densité n'est pas grande et ne cause aucun conflit entre les pays contrairement au pétrole. Les systèmes photovoltaïques semblent bien s'imposer comme moyen de conversion de l'énergie solaire en énergie électrique. Un tel système se compose d'un champ de modules et d'un ensemble de composants qui adaptent l'électricité produite par les modules aux spécifications des récepteurs. Les convertisseurs sont des appareils servant à transformer la tension continue fournie par les modules solaires pour l'adapter à des récepteurs fonctionnant soit à une tension continue différente, soit à une tension alternative utilisée sur place (systèmes autonomes) ou connectée au réseau.

Dans ce mémoire, nous choisirons une topologie d'un convertisseur qui permettra l'injection de l'énergie électrique photovoltaïque dans les systèmes d'alimentation existants (réseau). L'objectif principal étant d'étudier et de réaliser ce convertisseur.

Dans ce cadre, notre travail consiste à concevoir, modéliser et réaliser un système PV de moyenne puissance fonctionnant en régime continu dans les conditions optimales indépendamment de la variation de la charge. Pour cela, notre projet porte sur la modélisation d'un système PV l'environnement MATLAB_SIMILINK dont le but est l'optimisation de ce système pour un meilleur rendement ce qui veut dire une meilleure exploitation de l'énergie solaire.

Plus particulièrement, nous concevons un système photovoltaïque (générateur PV, convertisseur d'énergie DC-DC, batterie et charge connectée), de moyenne puissance, adapté par une commande MPPT numérique par le biais d'un microcontrôleur (PIC 16F877A).

Notre projet s'étale sur cinq chapitres. Dans le premier, nous rappelons le contexte et la problématique de l'énergie solaire photovoltaïque ainsi que les principales caractéristiques d'un GPV.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude des différents types de convertisseur DC / DC et au développement de différents algorithmes de recherche de point de puissance maximale (MPPT) d'un GPV présents dans la littérature.

Trois types de convertisseurs de convertisseurs DC/DC sont étudiés, le hacheur abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur-élévateur (Buck-Boost)

Le troisième chapitre décrit une étude détaillée de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC et leur stratégie de commande. Les performances de ces stratégies sont analysées sur la base de la caractéristique de réglage et du taux d'harmonique.

Au quatrième chapitre, on a abordé l'optimisation des systèmes photovoltaïques reliés au réseau électrique.

Le cinquième chapitre est réservé à la réalisation pratique d'un étage d'adaptation réalisé au laboratoire d'électrotechnique de l'Université de Chlef ainsi que l'explication des différents blocs qui le constituent avec les résultats obtenus.

Enfin, on a achevé notre travail par une conclusion générale dans laquelle nous donnons les perspectives et les améliorations qui peuvent être prises en compte pour la continuité de ce travail.

Chapitre I

L'énergie photovoltaïque

Chapitre I :

L'énergie photovoltaïque

I.1. Introduction :

Avec l'épuisement progressif des énergies fossiles (pétrole, gaz naturel, houille, etc.), les énergies renouvelables (éolienne, hydraulique, géothermique, solaire, biomasse...) se développent de plus en plus. Elles ont le double avantage d'utiliser des flux inépuisables d'énergie naturelle (soleil, vent, eau, bois, etc.) et de ne pas, ou peu, nuire à l'environnement. Ce type d'énergie ne couvre encore que 20% de la consommation mondiale d'électricité .À noter que l'hydroélectricité existe depuis près d'un siècle et constitue environ 16 % de la production mondiale d'électricité et représente 92,5% de l'électricité issue des énergies renouvelables (biomasse 5,5%, géothermie 1,5%, éolien 0,5 % et le solaire 0,05 %). [27]

Dans ce chapitre, le principe de la production photovoltaïque sera rappelé et les principales caractéristiques de la source photovoltaïque sont représentées. Pour faciliter une meilleure compréhension du comportement des générateurs PV, nous avons fait une synthèse en fonction de différentes contraintes.

I.2. Ressources énergétiques renouvelables et systèmes de production décentralisés d'électricité d'origine renouvelable : [41]

Le développement et l'exploitation des énergies renouvelables ont connu une forte croissance ces dernières années. D'ici 20-30 ans, tout système énergétique durable sera basé sur l'utilisation rationnelle des sources traditionnelles et sur un recours accru aux énergies renouvelables. Naturellement décentralisées, il est intéressant de les exploiter sur le lieu de consommation, en les transformant directement soit en chaleur, soit en électricité selon les besoins. La production

d'électricité décentralisée par sources d'énergies renouvelables offre une plus grande sûreté d'approvisionnement des consommateurs tout en respectant l'environnement.

I.3. Énergies renouvelables, définition, ressources et exploitation [27], [41] :

Une source d'énergie est renouvelable si le fait d'en consommer ne limite pas son utilisation future. C'est le cas de l'énergie du soleil, du vent, des cours d'eau, de la terre et généralement de la biomasse humide ou sèche, à l'échelle de la durée de vie de l'humanité. Ce n'est pas le cas pour les combustibles fossiles et nucléaires.

L'utilisation des énergies renouvelables n'est pas nouvelle. Celles-ci sont exploitées par l'homme depuis la nuit des temps. Autrefois, moulins à eau, à vent, bois de feu, traction animale, bateaux à voile ont largement contribué au développement de l'humanité. Elles constituaient une activité économique à part entière, notamment en milieu rural où elles étaient aussi importantes et aussi diversifiées que la production alimentaire.

Mais dans les pays industrialisés, dès le XIXème siècle, elles furent progressivement marginalisées aux profits d'autres sources d'énergie que l'on pensait plus prometteuses. Depuis lors, la pollution atmosphérique, le réchauffement climatique, les risques du nucléaire et les limites des ressources ont fait prendre conscience qu'un développement économique respectueux de l'environnement, dans lequel nous vivons, est nécessaire.

Les chocs pétroliers successifs depuis les années 70 ont démontré les risques économiques et géopolitiques de la production d'énergie reposant sur l'exploitation des ressources fossiles, dont les réserves sont mal réparties et épuisables. De plus, une grande partie du monde ne sera sans doute jamais raccordée aux réseaux électriques dont l'extension s'avère trop coûteuse pour les territoires isolés, peu peuplés ou difficiles d'accès.

Les énergies renouvelables constituent donc une alternative aux énergies fossiles à plusieurs titres :

- elles sont généralement moins perturbatrices de l'environnement, elles n'émettent pas de gaz à effet de serre et ne produisent pas de déchets ;
- elles sont inépuisables ;
- elles autorisent une production décentralisée adaptée à la fois aux ressources et aux besoins locaux ;
- elles offrent une importante indépendance énergétique.

La production d'électricité renouvelable a atteint 3810.3 TWh en 2009, soit 19.1% de la production d'électricité mondiale.

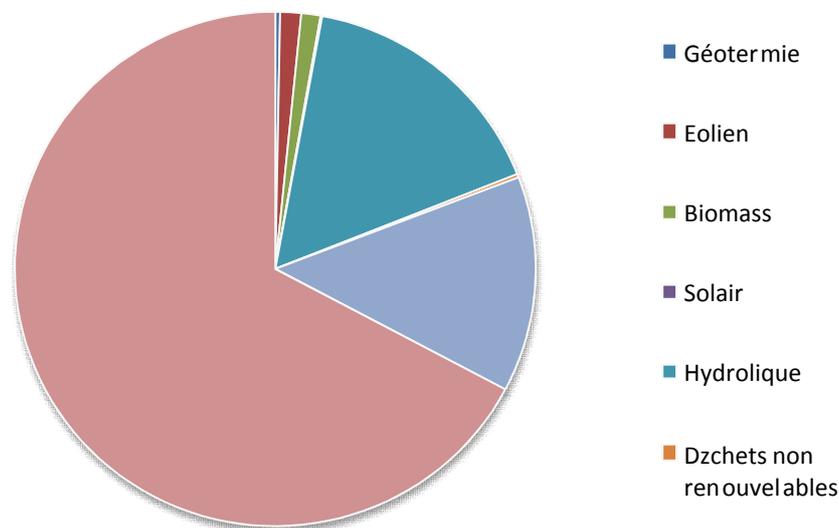


Figure (I.1) : Structure de la production d'électricité 2009. [48]

Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes concentrés sur la production d'électricité à partir de l'énergie solaire. Nous détaillons dans les paragraphes suivants les éléments ayant traités à cette ressource et sa transformation en énergie électrique.

I.4. Brefs rappels sur l'énergie solaire : [3], [17] :

Le rayonnement solaire est constitué de photons transportant chacun une énergie E_{ph} , qui répond elle-même à la relation suivante :

$$E_{ph} = h \frac{c}{\lambda} \quad (I.1)$$

Dans laquelle λ représente la longueur d'onde, h la constante de Planck et c la vitesse de la lumière. D'après (I.1), l'énergie transportée par un photon est inversement proportionnelle à sa longueur d'onde. Le flux d'énergie solaire est transmis sous forme de rayonnements électromagnétiques, dont l'ensemble des longueurs d'ondes est assez proche de celui émis par les corps noirs présents dans l'espace. Il est à remarquer que le spectre de l'énergie solaire en atmosphère terrestre est décalé vers le rouge et l'infrarouge par rapport au spectre hors atmosphère.

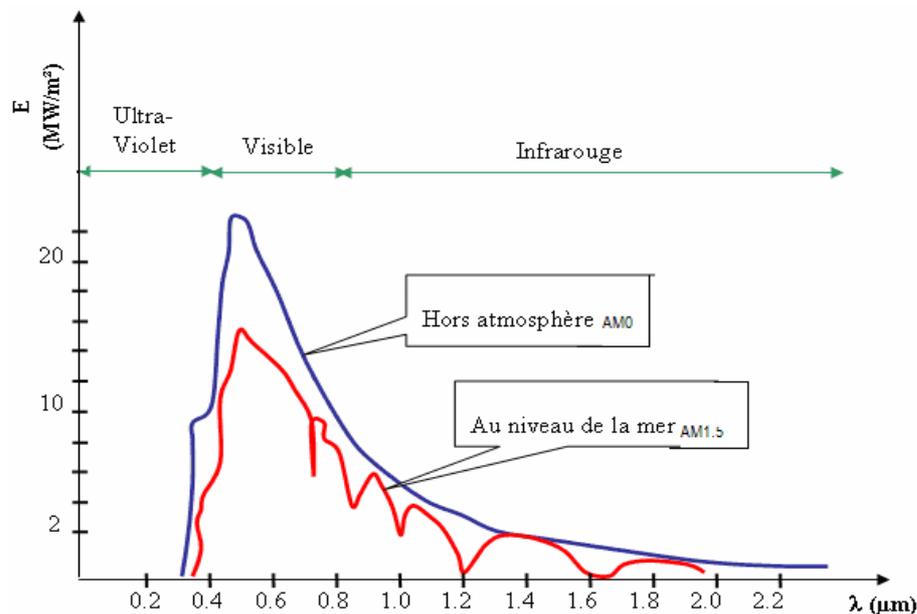


Figure (I.2) : Exemples de spectre solaire.

AM0 : conditions d'éclairement hors atmosphère ou en haute altitude.

AM1.5 : conditions d'atmosphère terrestre, le soleil étant à 30° sur l'horizon.

Les longueurs d'ondes du rayonnement solaire terrestre sont comprises entre 0,2µm (*ultra-violet*) et 4µm (*infra-rouge*) avec un maximum d'énergie pour 0,5µm. 97,5% de l'énergie solaire est comprise entre 0,2µm et 2,5µm. De 0,4µm à 0,78µm, le spectre correspond au domaine du visible. Les capteurs d'énergie solaire doivent donc être compatibles avec ces longueurs d'ondes pour pouvoir piéger les photons et les restituer sous forme de chaleur ou d'électrons. Le tableau (I.1) donne les valeurs

énergétiques caractéristiques des photons pour diverses longueurs d'ondes, ainsi que les zones correspondantes au spectre lumineux.

λ (μm)	Eph (ev)	Zone
0.2	6.2	Ultra-violet
0.4	3.1	Visible bleu
0.5	2.48	Visible jaune-vert
0.78	1.59	Visible rouge
1	1.24	Infrarouge
2	0.62	Infrarouge
4	0.31	Infrarouge

Tableau (I.1) : Valeurs énergétiques des photons issus du spectre solaire.

Pour que le rayonnement solaire produise un courant électrique dans un matériau donné, faisant alors office de capteur, il faut que les photons soient tout d'abord absorbés par un ou plusieurs matériaux sensibles à la longueur d'onde des photons. Puis, l'énergie des photons excite des électrons, qui sont ensuite collectés afin de constituer un courant électrique global.

I.5. L'Énergie Solaire Photovoltaïque : [4], [7]

L'électricité est une des formes d'énergie les plus versatiles et qui s'adapte au mieux à chaque nécessité. Son utilisation est si étendue, qu'aujourd'hui on pourrait difficilement concevoir une société techniquement avancée qui n'en fasse pas usage. Des milliers d'appareils sont dessinés pour fonctionner grâce à l'énergie électrique, soit sous forme de courant continu de faible tension, soit à partir d'un courant alternatif de tension plus élevée. Il est très intéressant de produire de l'électricité avec une source d'énergie sûre et pas polluante, comme l'énergie solaire.

Il existe deux méthodes pour pouvoir convertir l'énergie solaire en électricité, selon qu'on utilise l'énergie cinétique comme forme intermédiaire du procès de conversion :

- Systèmes de conversion thermodynamique.
- Systèmes directs, fondés sur les interactions physiques entre les photons de la radiation incidente et les électrons du matériau, l'effet photovoltaïque.

I.6. Histoire d'électricité photovoltaïque : [4], [7], [17] :

Bien que les bases théoriques de l'effet photovoltaïque fussent connues depuis le début du siècle, ce n'est qu'à partir de 1954, dans les laboratoires de la Bell Téléphone à New Jersey, que la première cellule ayant un rendement raisonnable a été mise au point. Depuis la deuxième moitié du siècle précédent, le processus de purification de monocristaux de silicium a émergé.

En 1956 Loferski publiait différentes tables de conversion de rendement photovoltaïque pour tous les matériaux semi-conducteurs. Puis, c'est au début des années 70 que l'on a pu obtenir en laboratoire un rendement de 20 % en travaillant sur des cellules de monocristal d'arsenic de gallium (GaAs). Le rendement est sensiblement inférieur lorsque ces cellules se font à l'échelle industrielle.

Aussi, des expériences ont été faites avec des cellules composées de deux couches : une de sulfure de cadmium (SCd) et une autre de sulfure de cuivre (SCu₂). Ces cellules présentent l'avantage d'utiliser très peu de matière active et permettent un processus de fabrication plus simple. Cependant, leur faible rendement ne permet pas de les utiliser à l'échelle industrielle.

La commercialisation de cellules solaires photovoltaïques a commencé dès l'apparition du silicium monocristallin et elles occupent encore la première place du marché. Plus tard, apparurent les matériaux polycristalins, de fabrication plus économique, mais présentant encore de faibles rendements.

Récemment se sont commercialisées des cellules de silicium amorphe, utilisées pour des dispositifs de très faible puissance : calculettes, montres, radio portable, etc....

I.7. Synthèse des cellules photovoltaïques [3], [17] :

Pour les applications terrestres, le silicium est devenu le matériau le plus utilisé pour fabriquer des cellules PV en raison essentiellement de sa disponibilité et de la connaissance acquise sur son comportement électrique. Il est utilisé, pour cela, sous de nombreuses formes (monocristallin, polycristallin, amorphe, en couche mince,...), en fonction des performances recherchées.

➤ Les cellules monocristallines :



Figure (I.3): Cellules monocristallines.

Les panneaux PV avec des cellules monocristallines sont les photopiles de la première génération, elles sont élaborées à partir d'un bloc de silicium cristallisé en un seul cristal, figure I.3. Son procédé de fabrication est long et exigeant en énergie; plus onéreux, il est cependant plus efficace que le silicium polycristallin. Du silicium à l'état brut est fondu pour créer un barreau, et lorsque le refroidissement du silicium est lent et maîtrisé, on obtient un monocristal. Un Wafer (tranche de silicium) est alors découpé dans le barreau de silicium. Après divers traitements (traitement de surface à l'acide, dopage et création de la jonction P-N, dépôt de couche anti-reflet, pose des collecteurs), le wafer devient cellule.

Les cellules sont rondes ou carrées et, vues de près, elles ont une couleur uniforme. Elles ont un rendement de 12 à 18%, et la méthode de leur production est laborieuse.

➤ **Les cellules polycristallines :**



Figure (I.4): Cellules polycristallines

Les panneaux PV avec des cellules polycristallines sont élaborés à partir d'un bloc de silicium cristallisé en forme de cristaux multiples. Vus de près, on peut voir les orientations (figure I.4) différentes des cristaux (tonalités différentes).

Elles ont un rendement de 11 à 15%, mais leur coût de production est moins élevé que les cellules monocristallines. Ces cellules, grâce à leur potentiel de gain de productivité, se sont aujourd'hui largement imposées.

L'avantage de ces cellules par rapport au silicium monocristallin est qu'elles produisent peu de déchets de coupe et qu'elles nécessitent 2 à 3 fois moins d'énergie pour leur fabrication.

➤ **Couche mince (Amorphe) :**



Figure (I.5): Cellules Couche mince (Amorphe).

Les modules photovoltaïques amorphes ont un coût de production bien plus bas, mais malheureusement leur rendement n'est que 6 à 8% actuellement. Cette technologie permet d'utiliser des couches très minces de silicium qui sont appliquées sur du verre, du plastique souple ou du métal, par un procédé de vaporisation sous vide.

Bien que le rendement de ces panneaux soit moins bon que celui des technologies poly cristallines ou monocristallines, le silicium amorphe permet de produire des panneaux de grandes surfaces à bas coût en utilisant peu de matière première.

➤ **Autre type de cellules :**

De par le monde, un certain nombre de recherches sont encore effectuées pour créer de nouvelles cellules de rendement plus élevé, possédant une grande stabilité de leurs caractéristiques dans le temps et présentant de faibles coûts de fabrication. Si ce type d'énergie doit être développé à très grande échelle comme «Générateur électrique», il faut résoudre le problème du prix des capteurs. Aussi, depuis plusieurs années, on parle de matériaux organiques et de polymères qui présentent, sous certaines conditions, des propriétés photovoltaïques. Ceci suscite actuellement un regain de recherches dans divers laboratoires dans le monde, renouvelant d'autant les efforts portés sur la synthèse des matériaux. Ces cellules, dites de troisième génération, bien qu'actuellement présentent de faibles rendements par rapport aux capteurs inorganiques [record mondial de 3,5% établi en 2001], sont intéressantes par leur très faible coût et sont donc prometteuses pour l'avenir.

I.8. Le principe de fonctionnement d'une cellule solaire photovoltaïque :

L'effet photovoltaïque utilisé dans les cellules solaires permet de convertir directement l'énergie lumineuse des rayons solaires en électricité par le biais de la production et du transport dans un matériau semi-conducteur de charges électriques positives et négatives sous l'effet de la lumière. Ce matériau comporte deux parties, l'une présentant un excès d'électrons et l'autre un déficit en électrons, dites respectivement dopée de type n et dopée de type p. Lorsque la première est mise en

contact avec la seconde, les électrons en excès dans le matériau n diffusent dans le matériau p. La zone initialement dopée n devient chargée positivement, et la zone initialement dopée p chargée négativement.

Il se crée donc entre elles un champ électrique qui tend à repousser les électrons dans la zone n et les trous vers la zone p. Une jonction (dite p-n) a été formée. En ajoutant des contacts métalliques sur les zones n et p, une diode est obtenue. Lorsque la jonction est éclairée, les photons d'énergie égale ou supérieure à la largeur de la bande interdite communiquent leur énergie aux atomes, chacun fait passer un électron de la bande de valence dans la bande de conduction et laisse aussi un trou capable de se mouvoir, engendrant ainsi une paire électron-trou. Si une charge est placée aux bornes de la cellule, les électrons de la zone n rejoignent les trous de la zone p via la connexion extérieure, donnant naissance à une différence de potentiel : le courant électrique circule (figure (I.6)).

L'effet repose donc à la base sur les propriétés semi-conductrices du matériau et son dopage afin d'en améliorer la conductivité. Le silicium employé aujourd'hui dans la plupart des cellules a été choisi pour la présence de quatre électrons de valence sur sa couche périphérique (colonne (IV) du tableau de Mendeleïev). Dans le silicium solide, chaque atome – dit tétravalent – est lié à quatre voisins, et tous les électrons de la couche périphérique participent aux liaisons. Si un atome de silicium est remplacé par un atome de la colonne (V) (phosphore par exemple), un de ses cinq électrons de valence ne participe pas aux liaisons; par agitation thermique, il va très vite passer dans la bande de conduction et ainsi devenir libre de se déplacer dans le cristal, laissant derrière lui un trou fixe lié à l'atome de dopant. Il y a conduction par un électron, et le semi-conducteur dit dopé de type n. Si au contraire un atome de silicium est remplacé par un atome de la colonne (III) (bore par exemple) à trois électrons de valence, il en manque un pour réaliser toutes les liaisons, et un électron peu rapidement venir combler ce manque et occuper l'orbitale vacante par agitation

thermique. Il en résulte un trou dans la bande de valence, qui va contribuer à la conduction, et le semi-conducteur est dit dopé de type p. Les atomes tels que le bore ou le phosphore sont donc des dopants du silicium. Les cellules photovoltaïques sont assemblées pour former des modules.

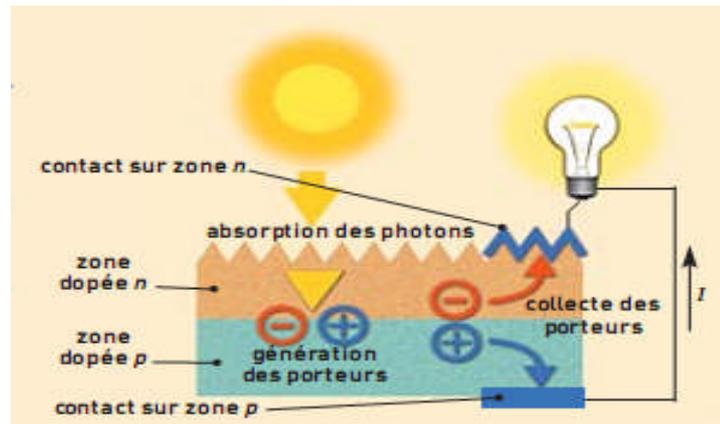


Figure (I.6): Représentation schématique d'une pile solaire à jonction PN standard.

I.9. Les performances:

I.9.1. La tension:

Une cellule photovoltaïque produit une tension quasiment constante de 0.5V. Cela correspond en effet à la tension de coupure d'une diode puisqu'une cellule solaire est, comme nous le verrons par la suite, assimilable à une jonction PN. Pour obtenir une tension supérieure, il sera donc nécessaire de mettre ces cellules en série, et former ainsi un "module". Cependant, il faut tenir compte du fait qu'une température trop élevée peut diminuer la tension fournie par une cellule.

I.9.2. L'intensité:

L'intensité fournie par une cellule dépend de la luminosité environnante, et de la taille du panneau solaire qui lui est rattaché. Plus le panneau sera grand, plus l'intensité fournie sera grande.

I.10. La Jonction PN utilisée comme un Capteur [4], [7], [17] :

I.10.1. Comportement :

En polarisant électriquement une jonction PN classique à base de Si et en la soumettant à un éclairement solaire, on obtient les caractéristiques statiques d'une diode. La particularité du Si est que lorsque la jonction PN est éclairée, un courant proportionnel à l'éclairement apparaît. C'est cette particularité qui est employée dans les générateurs solaires photovoltaïques (figure I.7).

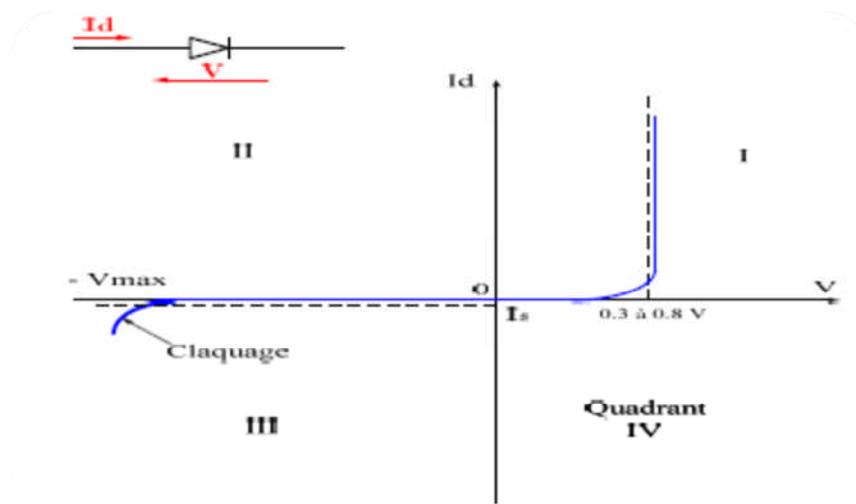


Figure (I.7) : Caractéristiques d'une jonction PN polarisée.

➤ Jonction PN sous éclairement

Si l'on soumet une jonction PN de faible épaisseur à un flux lumineux, il en résulte une augmentation du courant inverse de saturation proportionnelle au flux lumineux. Physiquement, cet effet se traduit de deux manières :

- Dans le quadrant (III), le système fonctionne en récepteur, c'est la photo-résistance;
- Dans le quadrant (IV), le système fonctionne en générateur; c'est la cellule photovoltaïque à jonction PN.

➤ Le réseau de caractéristiques est alors donné par la figure (I.8). On s'intéresse uniquement au quadrant IV pour la réalisation de générateurs photovoltaïques à

partir de cellules photovoltaïques. Pour cela, les caractéristiques sont représentées dans un nouveau repère $I_p = f(V_p)$ donné par la figure (I.9) où le courant de saturation inverse est compté positivement

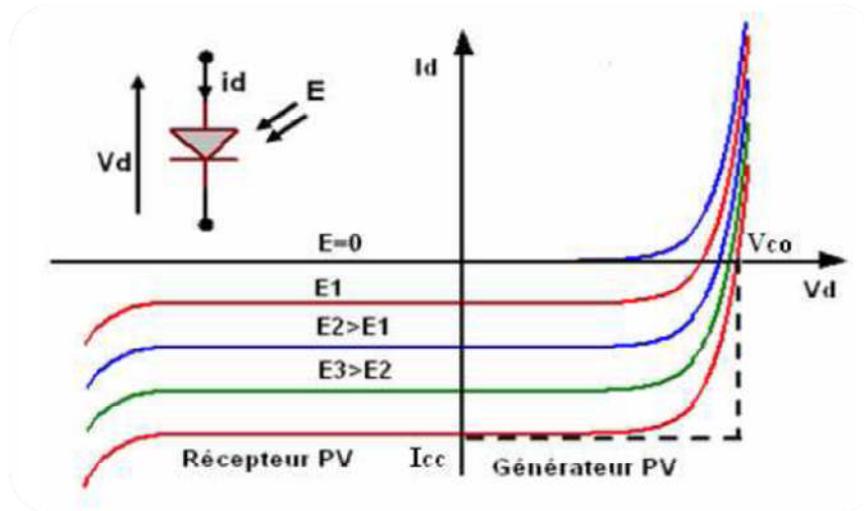


Figure (I.8) : Caractéristique d'une jonction PN sous éclairement.

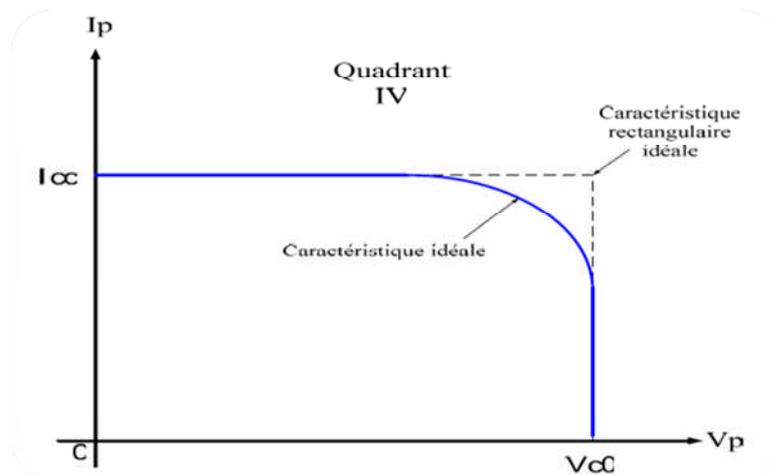


Figure (I.9) : Caractéristique $I_p = f(V_p)$ d'une cellule photovoltaïque idéale

I.10.2. Modèle mathématique d'une cellule solaire [8], [38], [49]:

Il existe plusieurs modèles de cellules solaires, dont le but est l'obtention de la caractéristique courant-tension pour l'analyse et l'évaluation des performances des systèmes photovoltaïques. La différence entre ces modèles réside dans la procédure et le nombre des paramètres intervenants dans le calcul de la paire courant-tension. Pour notre étude nous élaborant le modèle à une diode.

I.10.2.1. Modèle à une diode [49] :

C'est le modèle le plus cité dans la littérature, la cellule photovoltaïque est caractérisée par son schéma électrique (Figure I.10) qui compose de :

- Source de courant : Modélise la conversion de flux lumineux en courant électrique.
- Une diode : Modélise la jonction PN.
- Une résistance série R_s : Modélise les diverses résistances des différentes couches de la cellule.
- Une résistance parallèle R_{sh} : Caractérise le courant de fuite dans la diode et effets de bord de la jonction.

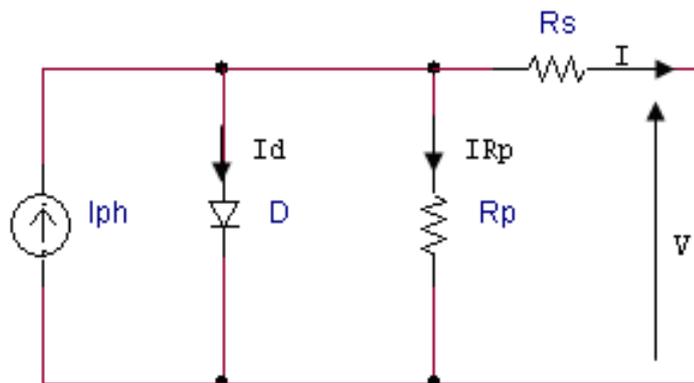


Figure (I.10) : Schéma du modèle équivalent à une diode de la cellule PV réelle.

L'expression de la caractéristique courant-tension est décrite par l'expression ci-dessous :

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \tag{I.2}$$

$$I = I_{ph} - I_0 \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V+R_s I)}{nKT}\right) - 1 \right] - \frac{V+R_s I}{R_{sh}} \tag{I.3}$$

Comme $R_s \approx 0 \Omega$, alors :

$$I_0 \left(\exp\left(\frac{q(I_{sc} R_s)}{nKT_0}\right) - 1 \right) \cong 0 \Rightarrow I_{ph0} = I_{sc} (1 + R_s/R_{sh}) \tag{I.4}$$

Avec :

$$I_0 = I_{0ref} \cdot (T/T_0)^3 \cdot \exp\left(-\frac{E_g}{KT}\right) \tag{I.5}$$

On calcule I_{0ref} par l'équation de circuit ouvert :

$$0 = I_{ph0} - I_{0ref} \left(\exp\left(\frac{qV_{oc}}{nKT}\right) - 1 \right) - \frac{V_{oc}}{R_{sh}} \tag{I.6}$$

$$\Rightarrow I_{0ref} = \frac{I_{ph0} \frac{V_{oc}}{R_{sh}}}{\exp\left(\frac{qV_{oc}}{nKT}\right) - 1} \tag{I.7}$$

La tension de circuit ouvert V_{oc} s'écrit :

$$V_{oc} = V_{oc0} + \Delta V_{oc}(T - T_0) \tag{I.8}$$

Pour une photopile en silicium la tension de circuit ouvert V_{co} est de 0.55 à 0.6V

I.10.3. Simulation de la caractéristique I(V) et P(V) d'une cellule PV :

Les figures ci-dessous représentent, respectivement, les caractéristiques courant-tension et puissance-tension d'une cellule photovoltaïque élémentaire, pour une température $T=25^\circ\text{C}$ et un éclairement $E=1000 \text{ w/m}^2$.

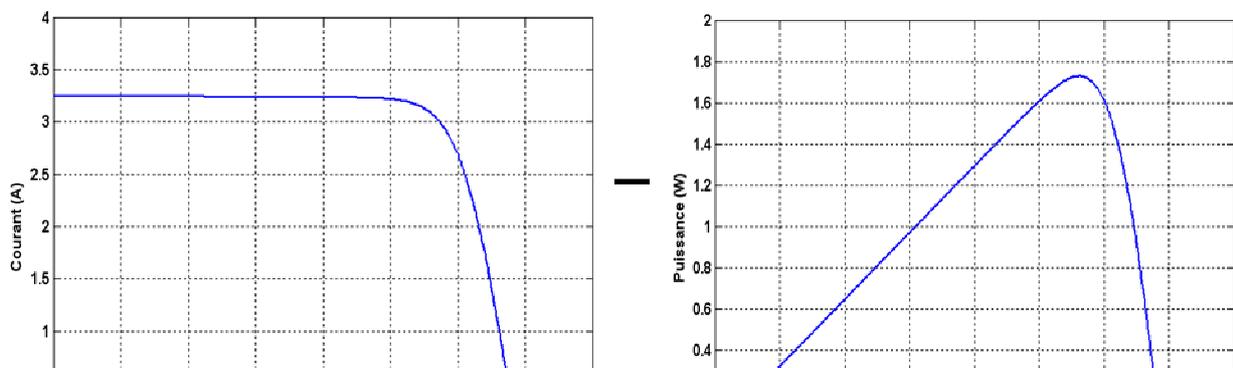


Figure (I.11.a) : Caractéristique courant-tension d'une cellule PV

Figure (I.11.b) : Caractéristique puissance-tension d'une cellule PV

I.10.4. Puissance optimale et facteur de forme :

La puissance utile maximale $P_m = V_m I_m$, s'obtient en optimisant le produit courant tension, soit :

$$\frac{I_m}{V_m} = - \left(\frac{dI}{dV} \right) \quad (I.9)$$

Quant au facteur de forme FF, dit aussi facteur de courbe ou facteur de remplissage, ou fill factor, il est définie par :

$$FF = \left(\frac{V_m I_m}{V_{oc} I_{cc}} \right) \quad (I.10)$$

Ce facteur montre la déviation de la courbe I(V) par rapport à un rectangle (de longueur V_{oc} et largeur I_{cc}) qui correspond à la photopile idéale. Les valeurs de I_m et V_m s'obtiennent à partir des équations précédentes. Pour cela, on distingue deux cas :

- Si R_{sh} est infinie la dérivation mène à la résolution de l'équation non linéaire en I_m par une méthode numérique, et permet donc le calcul de V_m .
- Si R_{sh} est considérée finie, la dérivation mène à la résolution d'une équation non linéaire en U_m par une méthode numérique.

La puissance des modules photovoltaïques s'exprime en Watts-crête. Cette dernière représente la puissance que peut fournir un module lorsqu'il est fermé sur sa charge nominale (optimale), sous un éclairement de 1000 W/m² et à une température de 25°C.

I.10.5. Le rendement :

Le rendement η de la cellule; c'est le rapport de conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique, qui est égal au rapport de la puissance maximale de sortie sur la puissance des radiations lumineuses.

$$\eta = \frac{P_{max}}{P_0} = \frac{V_{mp} I_{mp}}{P_0} = \frac{V_{oc} I_{sc} FF}{P_0} \quad (I.11)$$

P_0 est la puissance incidente. Elle est égale au produit de l'éclairement et de la surface totale des photopiles. Pour le silicium le rendement est inférieur à 14%. La droite passant par l'origine et le point de puissance maximale a une pente qui correspond à la charge optimale de la photopile.

I.11. Le générateur photovoltaïque :

I.11.1. Modélisation d'un générateur photovoltaïque :

Dans le but d'augmenter la puissance en faisant d'associer plusieurs cellules PV dans différentes montages. On peut constituer des GPV qui fournissent la puissance demandée selon les besoins de l'application visée.

Les deux types de regroupement sont en effet possibles et souvent utilisés afin d'obtenir en sortie des valeurs de tension et intensité souhaités. Ainsi, pour N_s cellules en série, constituant des branches elles-mêmes (N_p) en parallèle, la puissance disponible en sortie du générateur PV est donnée par $P_{pv} = N_s \cdot V_{pv} \cdot N_p \cdot I_{pv}$

Si l'on désire avoir un générateur PV ayant un courant de sortie plus intense, on peut soit faire appel à des cellules PV de plus grande surface et de meilleur rendement, soit associer en parallèle plusieurs modules PV de caractéristiques similaires. Pour qu'un générateur PV ainsi constitué puisse fonctionner de façon optimale, il faut que les ($N_s \cdot N_p$) cellules se comportent toutes de façon identique. Elles doivent pour cela être issues de la même technologie, du même lot de fabrication et qu'elles soient soumises aux mêmes conditions de fonctionnement (*éclairement, température, vieillissement et inclinaison*).

La puissance du générateur PV sera optimale si chaque cellule fonctionne à sa puissance maximale notée P_{max} . Cette puissance est le maximum d'une caractéristique $P(V)$ du générateur, et correspond au produit d'une tension optimale notée V_{opt} et d'un courant optimal noté I_{opt} . Pour réduire les dysfonctionnements, les fabricants ont choisi de ne pas commercialiser des cellules PV seules. Ainsi, les générateurs PV se trouvent souvent sous forme de modules pré-câblés, constitués de plusieurs cellules, aussi appelés par abus de langage panneaux PV. Chaque référence de module a ses propres caractéristiques électriques garanties à $\pm 10\%$ selon le lot de fabrication.

I.11.2. Propriétés [14], [17] :

Les caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque varient en fonction de la température, de l'éclairement et, de façon générale, des conditions de fonctionnement lorsqu'il est connecté à une charge donnée. Nous rappelons brièvement dans ce paragraphe le comportement du générateur soumis à diverses contraintes. Ces notions sont en effet nécessaires pour comprendre le comportement d'un générateur PV et ensuite effectuer des optimisations de fonctionnement.

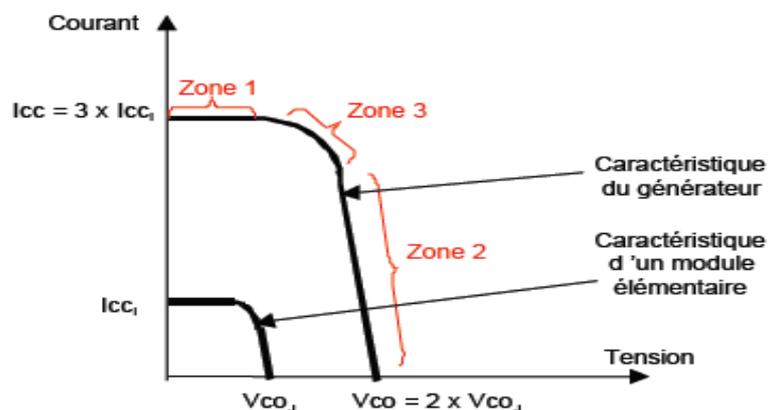


Figure (II.12) : Caractéristiques $I(V)$ d'une cellule et d'une association de 3 branches en parallèle ayant chacune 2 cellules en série.

Selon l'association en série et/ou parallèle de ces cellules, les valeurs du courant de court-circuit I_{cc} et de la tension à vide V_{co} sont plus ou moins importantes (figure I.12). La caractéristique d'un générateur PV constitué de plusieurs cellules a une

allure générale assimilable à celle d'une cellule élémentaire, sous réserve qu'il n'y ait pas de déséquilibre entre les caractéristiques de chaque cellule (*irradiation et température uniformes*). Nous pouvons décomposer la caractéristique $I(V)$ d'un générateur photovoltaïque en 3 zones :

- Une zone assimilable à un générateur de courant I_{cc} proportionnel à l'irradiation, d'admittance interne pouvant être modélisée par $\frac{1}{R_{sh}}$ (**Zone 1**),
- Une zone assimilable à un générateur de tension V_{co} d'impédance interne équivalente à R_s (**Zone 2**),
- Une zone où l'impédance interne du générateur varie très fortement de R_s à R_{sh} (**Zone 3**).

C'est dans la **Zone 3** qu'est situé le point de fonctionnement pour lequel la puissance fournie par le générateur est maximale. Ce point est appelé point de puissance optimale, caractérisé par le couple (I_{opt}, V_{opt}) , et seule une charge dont la caractéristique passe par ce point, permet d'extraire la puissance maximale disponible dans les conditions considérées.

En associant en parallèle n_p rangé, où chaque rangé est constituée de n_s cellules élémentaires, les caractéristiques électriques du générateur résultant seront données par :

$$\begin{cases} I_{scG} = n_p I_{sc} \\ V_{ocG} = n_s V_{oc} \end{cases} \quad (I.12)$$

Le modèle électrique du GPV est donné par la figure suivante :

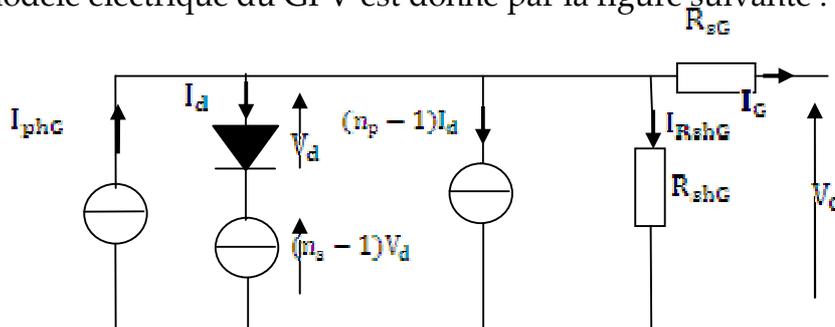


Figure (I.13): Schéma équivalent d'un générateur photovoltaïque.

L'équation donnant la caractéristique (I_V) du générateur photovoltaïque peut s'écrire comme suit :

$$I_G = I_{pHG} - I_{dG} - I_{shG} \quad (I.3)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_G = n_s \cdot V \\ I_G = n_p \cdot I \\ I_{pHG} = n_p \cdot I_{ph} \\ I_{dG} = n_p \cdot I_d \\ I_{shG} = n_p \cdot I_{sh} \\ V_{dG} = n_s \cdot V_d \\ R_{sG} = \frac{n_s}{n_p} \cdot R_s \\ R_{shG} = \frac{n_s}{n_p} \cdot R_{sh} \end{array} \right. \quad (I.14)$$

L'équation (I.12) devient :

$$I_G = n_p I_{ph} - n_p I_0 \left(\exp \left(\frac{q \left(\frac{V}{n_s} + \frac{I}{n_p} \right) \left(\frac{n_p}{n_s} R_s \right)}{nKT} \right) - 1 \right) - n_p \frac{\left(\frac{V}{n_s} + \frac{I}{n_p} \right) \left(\frac{n_p}{n_s} R_s \right)}{\left(\frac{n_p}{n_s} R_{sh} \right)} \quad (I.15)$$

Soit en simplifiant :

$$I_G = n_p I_{ph} - n_p I_0 \left(\exp \left(\frac{q(V + IR_s)}{n_s nKT} \right) - 1 \right) - \frac{(V + IR_s)}{R_{sh}} \quad (I.16)$$

I.11.3. Simulation de la caractéristique I(V) et P(V) d'un générateur photovoltaïque :

La simulation d'un GPV en utilisant MATLAB/Simulink est donnée par la figure suivante :

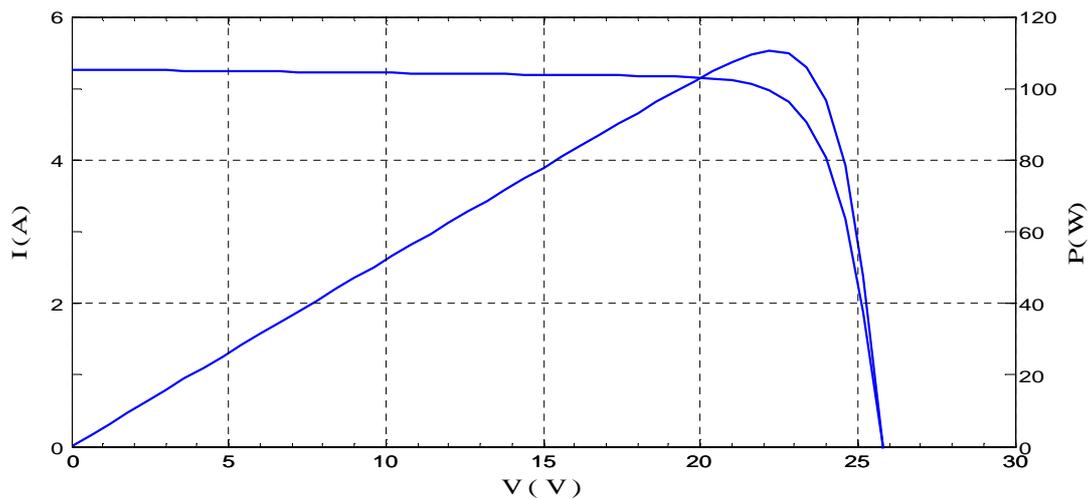


Figure (14): Caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ d'un générateur photovoltaïque.

Le générateur est composé de 36 cellules connectées en série pour produire une puissance maximale de 83W. Les différentes caractéristiques sont obtenues en utilisant la condition standard ($T=25^{\circ}\text{C}$ et $E=1000\text{w/m}^2$) pour $R_s=0.099\ \Omega$ et $R_{sh}=200\Omega$.

I.11.4. Influence des paramètres internes de la cellule PV sur le fonctionnement de GPV :

Les performances d'une cellule photovoltaïque sont d'autant plus dégradées que la résistance série est grande ou que la résistance shunt est faible. Cependant, il est possible, sous certaines hypothèses, de dégager des valeurs limites acceptables (R_{s1} , R_{sh1}). En effet, si on suppose que : la cellule est en régime optimal, et si les pertes sont attribuées à la résistance série, le rapport de la Puissance dissipée dans celle-ci à la puissance délivrée par la cellule est donné par :

$$QR_s = \left(\frac{R_s I_m^2}{I_m V_m} \right) = \left(\frac{R_s I_{sc}}{V_{oc}} \right) \quad (\text{I.17})$$

De même, si on attribue toutes les pertes à la résistance shunt, et en supposant qu'on est au point de fonctionnement optimal, on aura :

$$QR = \left(\frac{V_m^2}{R_{sh}} \right) / (I_m V_m) \cong \left(\frac{V_{oc}}{I_{sc}} \right) \quad (\text{I.18})$$

I.11.4.1. Influence de la résistance série :

D'après la simulation, la résistance série influe directement sur la puissance du point de fonctionnement optimal. En effet, l'augmentation de la résistance série fait chuter le point de puissance maximale.

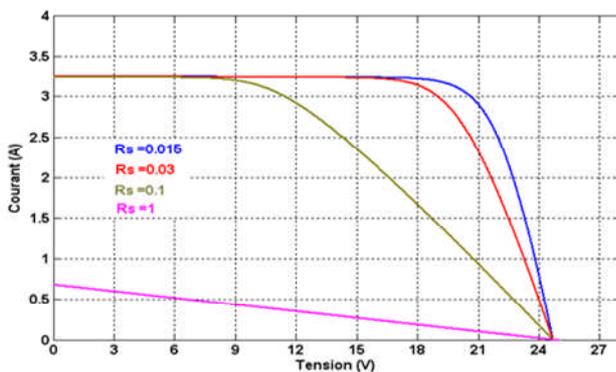


Figure (I.15.a) : Influence de la résistance série sur la caractéristique $I=f(V)$ d'un générateur photovoltaïque.

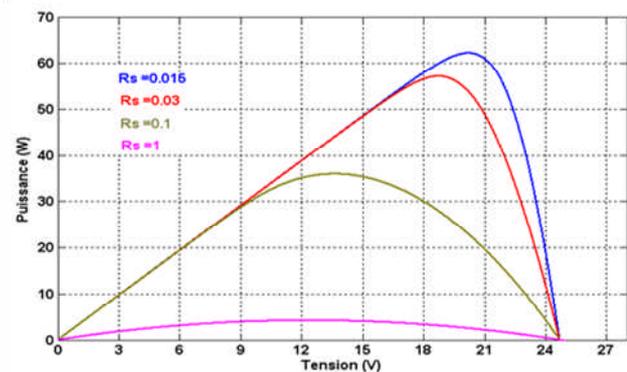


Figure (I.15.b) : Influence de la résistance série sur la caractéristique $P=f(V)$ d'un générateur photovoltaïque.

I.11.4.2. Influence de la résistance shunt :

Quant à la résistance shunt, elle est liée directement au processus de fabrication, son influence ne se fait sentir que pour de très faibles valeurs du courant. On constate que la puissance au point de fonctionnement optimal diminue lorsque la résistance R_{sh} diminue.

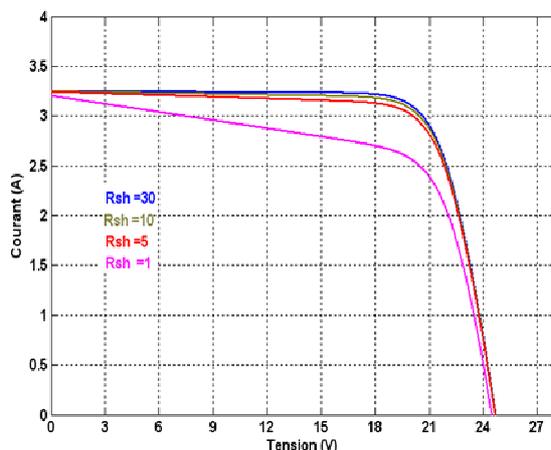


Figure (I.16.a) : Influence de la résistance shunt sur la caractéristique $I=f(V)$ d'un générateur

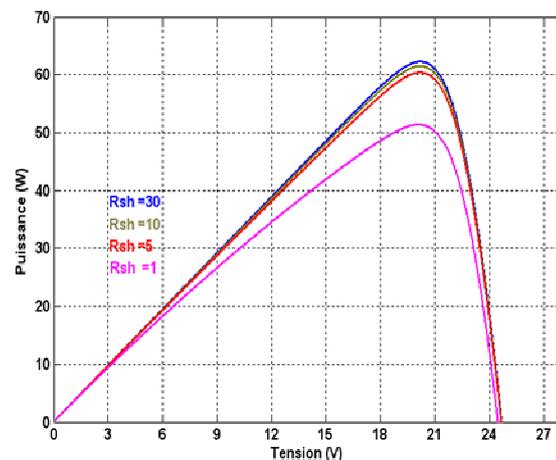


Figure (I.16.b) : Influence de la résistance shunt sur la caractéristique $P=f(V)$ d'un générateur photovoltaïque.

I.11.5. Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement du GPV :

I.11.5.1. Influence de l'éclairement :

L'influence de l'éclairement sur les caractéristiques (I-V) et (P-V) est indiquée sur les figures suivantes, pour une température constante $T=25^{\circ}\text{C}$ et différentes valeurs de l'éclairement.

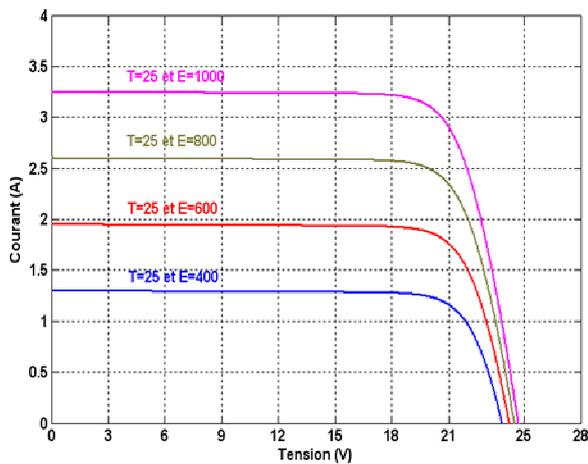


Figure (I.17.a): Caractéristique courant-tension d'un module PV pour différentes valeurs d'éclairement et une température constante

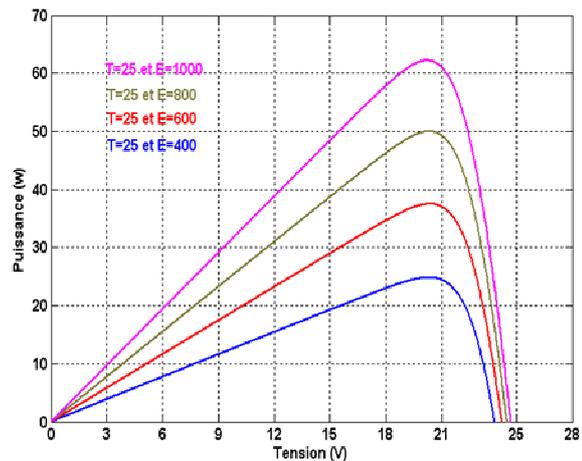


Figure (I.17.b): Caractéristique puissance-tension d'un module PV pour différentes valeurs d'éclairement et une température constante

On remarque que la valeur du courant de court-circuit est directement proportionnelle à l'intensité du rayonnement. Par contre, la tension en circuit ouvert ne varie pas dans les mêmes proportions, elle reste quasiment identique même à faible éclairement.

L'irradiation standard, internationalement acceptée, pour mesurer la réponse des panneaux photovoltaïques est une intensité rayonnante de 1000 W/m^2 et une température de 25°C .

I.11.5.2. Influence de la température :

De même, l'influence de la température sur les caractéristiques (I-V) et (P-V) est indiquée sur les figures suivantes, pour un éclairement constant $E=1000\text{ W/m}^2$ et différentes valeurs de températures.

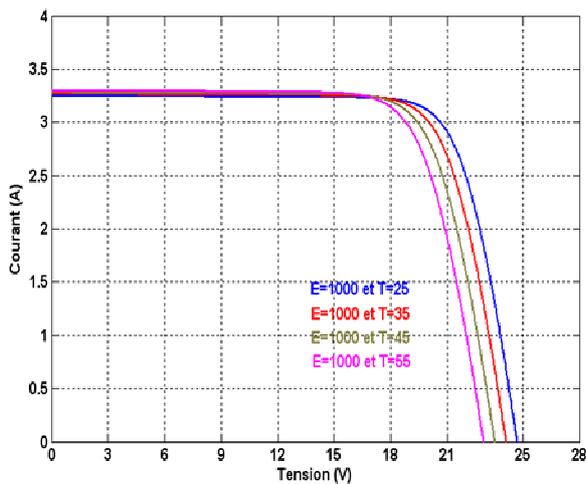


Figure (I.18.a): Caractéristique courant-tension d'un module PV pour différentes valeurs de température et un éclairement constant

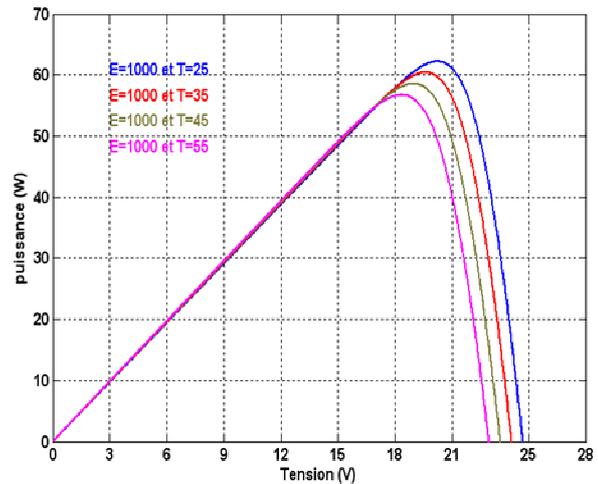


Figure (I.18.b): Caractéristique puissance-tension d'un module PV Pour différentes valeurs de température et un éclairement constant

On remarque que la température à une influence négligeable sur la valeur du courant de court-circuit. Par contre, la tension en circuit ouvert baisse assez fortement lorsque la température augmente, par conséquent la puissance extractible diminue. Lors du dimensionnement d'une installation, la variation de la température du site sera impérativement à prendre en compte.

Il est important de savoir que la puissance du panneau diminue environ de 0,5% par chaque degré d'augmentation de la température de la cellule au dessus de 25 °C.

I.12. Modélisation d'un champ PV [49] :

L'interconnexion de modules entre eux-en série ou en parallèle pour obtenir une puissance encore plus grande définit la notation de champ PV. Donc le générateur PV se compose d'un champ de modules et d'un ensemble de composants qui adapte l'électricité produite par les modules en fonction des contraintes de la charge à alimenter.

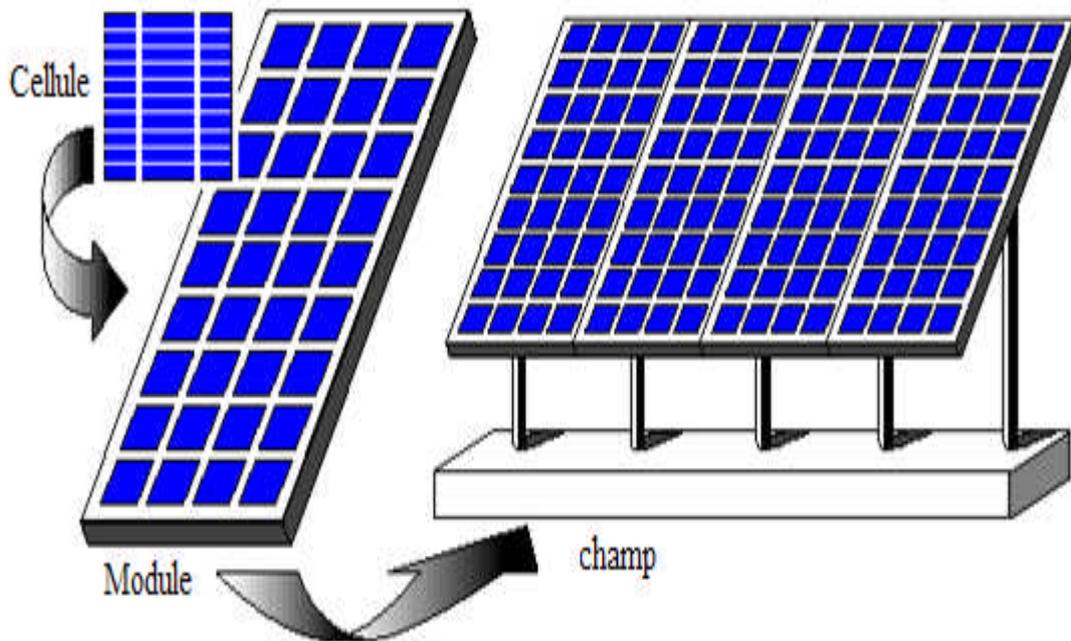


Figure (I.19): Composantes d'un champ de modules photovoltaïques.

Le courant et la tension en sortie du champ de modules photovoltaïques utilisant le modèle à une diode sont liés par la relation suivante :

$$I = n_p N_p I_{ph} - n_p N_p I_0 \left(\exp \left(\frac{q \left(\frac{V}{N_s} + \frac{I}{N_p} \right) (R_s)}{n_s n K T} \right) - 1 \right) - n_p N_p \frac{\left(\frac{V}{N_s} + \frac{I}{N_p} \right) (R_s)}{R_{sh}} \quad (I.19)$$

Où :

$$I = n_p N_p I_{ph} - n_p N_p I_0 \left(\exp \left(\frac{q(V + IR_s)}{n_s N_s n K T} \right) - 1 \right) - n_p N_p \frac{(V + IR_s)}{R_{sh}} \quad (I.20)$$

I.13. Association des cellules PV [37]:

Une cellule photovoltaïque élémentaire constitue un générateur électrique de très faible puissance qui est insuffisante pour la plupart des applications, il est donc nécessaire de faire augmenter cette puissance en faisant associer plusieurs cellules PV dans différents montages. En effet, en associant ces cellules en série et en parallèle, on peut constituer des modules PV qui fournissent la puissance demandée selon les besoins de l'application visée.

I.13.1. Association en série :

Dans un groupement en série, les cellules sont traversées par le même courant et la caractéristique résultante du groupement en série est obtenue par addition des tensions à courant donné.

La figure (I.20) montre la caractéristique résultante (I_{sc} , V_{sc}) obtenue lors de l'association deux générateurs en série.

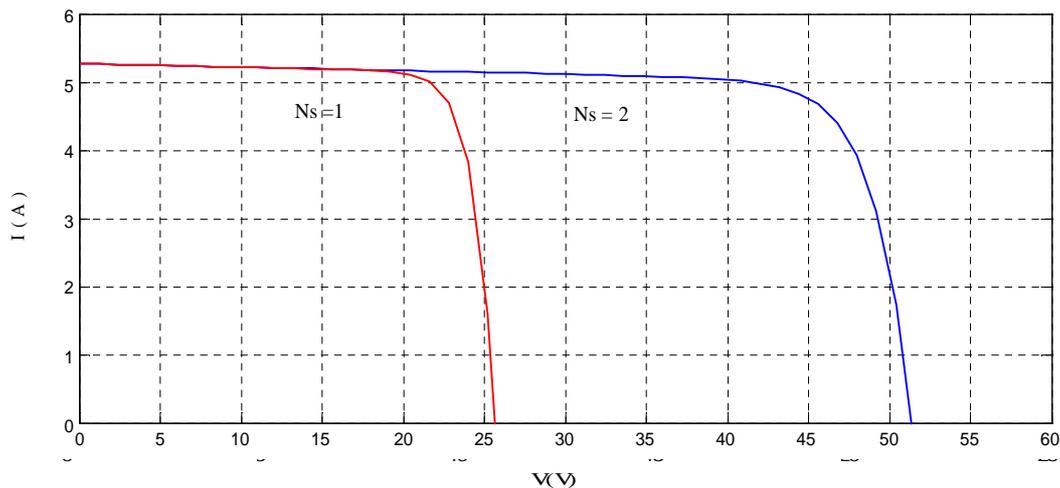


Figure (I.20): Caractéristique $I(V)$ d'un champ de deux générateurs associés en série.

Cependant, si une cellule est occultée (si elle ne reçoit plus qu'une faible partie de l'énergie solaire reçue par les cellules voisines), elle ne peut délivrer qu'un courant limité. Elle fonctionne donc en inverse (comme un récepteur soumis à une tension inverse de celle produite en direct) par rapport aux autres cellules du module qui délivrent un courant supérieur à ce courant limité. En fonctionnement, un échauffement de la cellule apparaît et peut provoquer son claquage.

I.13.2. Association en parallèle :

Les propriétés du groupement en parallèle des cellules sont duales de celles du groupement en série. Ainsi, dans un groupement de cellules connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultante du groupement est obtenue par addition des courants à tension donnée. La figure (I.21)

montre la caractéristique résultante (I_{pcc} , V_{pco}) obtenue lors de l'association deux générateurs en parallèle.

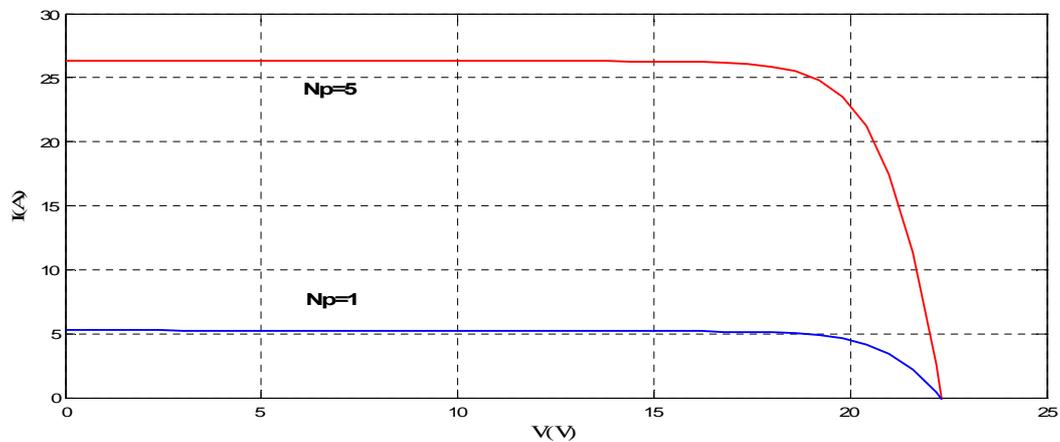


Figure (I.21): Caractéristique $I(V)$ d'un champ de cinq générateurs associés en parallèle.

Cependant, si une ou plusieurs cellules sont occultées, les autres deviennent réceptrices car la tension de fonctionnement est supérieure à la tension de circuit ouvert. En revanche, dès que des déséquilibres importants apparaissent, l'action de certaines diodes de protection séries ou parallèle modifie notablement l'allure de la caractéristique électrique du générateur photovoltaïque, laissant apparaître des cassures comme l'indique la figure (I.21).

I.13.3. Association mixte :

Pour obtenir des puissances supérieures, il est nécessaire d'associer les cellules PV en série et en parallèle. La figure (I.22) représente un tel groupement de N_{ms} modules en série dans une branche et N_{mp} branche parallèle. La puissance disponible aux bornes de ce panneau PV est :

$N_{ms}.N_{mp}.P_m$ avec P_m la puissance crête disponible sur un module.

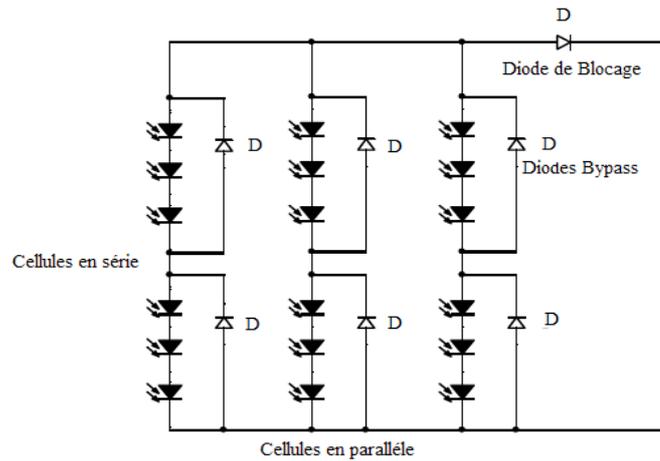


Figure (I.22): groupement mixte des modules

La figure suivante représente la caractéristique courant-tension résultante d'un groupement en série et en parallèle des modules PV identiques.

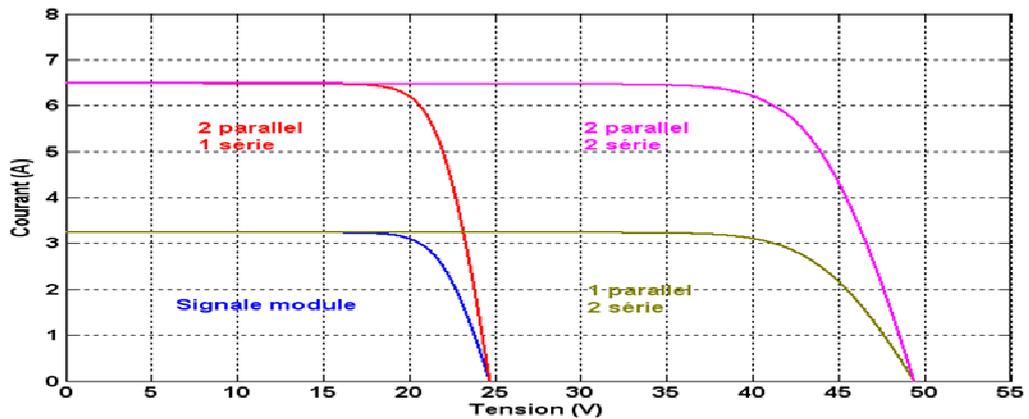


Figure (I.23) : Caractéristique $I(V)$ d'une association mixte.

La caractéristique $I(V)$ garde la même allure pour les différentes combinaisons d'association, le changement est au niveau de la translation des deux axes.

I.14. Protections classiques d'un GPV : [7], [14] :

Lorsque nous concevons une installation photovoltaïque, nous devons assurer la protection électrique de cette installation afin d'augmenter sa durée de vie en évitant notamment des pannes destructrices liées à l'association des cellules et de leur fonctionnement en cas d'ombrage. Pour cela, deux types de protections sont classiquement utilisées dans les installations actuelles (figure I.24) :

- la diode anti-retour empêchant un courant négatif dans les GPV. Ce phénomène peut apparaître lorsque plusieurs modules sont connectés en parallèle,

ou bien quand une charge en connexion directe peut basculer du mode récepteur au mode générateur, par exemple une batterie durant la nuit

- les diodes by-pass peuvent isoler un sous-réseau de cellules lorsque l'éclairement n'est pas homogène évitant ainsi l'apparition de points chauds et la destruction des cellules mal éclairées.

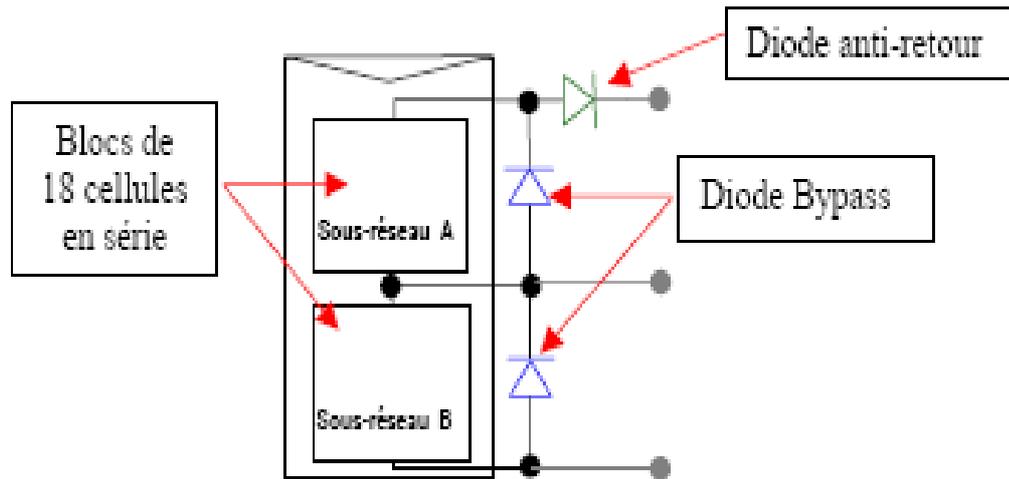


Figure (I.24) : Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-retour [7].

La mise en conduction de ces diodes affecte la caractéristique de sortie du générateur, comme illustré sur la figure (I.25), par la perte d'une partie de la production d'énergie et par la présence de deux maximums de puissance.

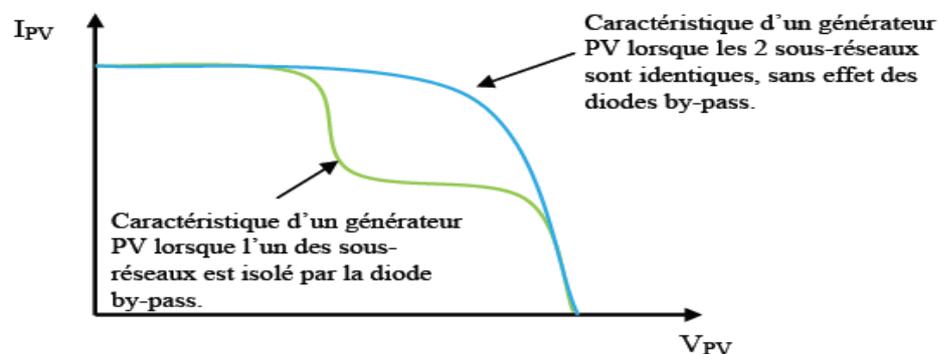


Figure (I.25) : Effet de la diode by-pass sur la caractéristique $I(V)$ d'un générateur photovoltaïque. [14]

I.15.Conclusion :

Le générateur photovoltaïque est l'ensemble des modules photovoltaïques couplés aux éléments de contrôle.

Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de déduire que le modèle à une diode est plus adapté pour une simulation adéquate du fonctionnement du GPV car les caractéristiques obtenues par ce modèle sont très proche de celles du GPV réel.

Un aperçu sur les différentes caractéristiques de la tension et de la puissance sous l'influence des paramètres internes (la résistance série et la résistance shunt) et des paramètres météorologiques (la température et l'éclairement) a été exposé.

Le chapitre suivant fera l'objet de l'étude de la modélisation et la stratégie de commande du convertisseur statique DC-DC.

Chapitre II

Etage d'adaptation pour générateur
PV avec MPPT

Chapitre II :

Etage d'adaptation pour générateur PV avec MPPT

II.1.Introduction :

Un convertisseur statique est une interface entre la source d'énergie électrique et son utilisation. Les sources d'énergie électrique peuvent être classées selon deux catégories principales :

- Réseaux industriels triphasés ou monophasés, à la fréquence de 50 Hz en France, sous « base tension » ou directement sous « haute tension » pour les applications de forte puissance.
- Batteries d'accumulateurs et piles, en particulier pour les applications concernant les véhicules électriques ainsi que les systèmes portables.

Son rôle est de régler le transit d'énergie électrique de la source vers le récepteur, en modifiant éventuellement la forme sous laquelle cette énergie se présente.

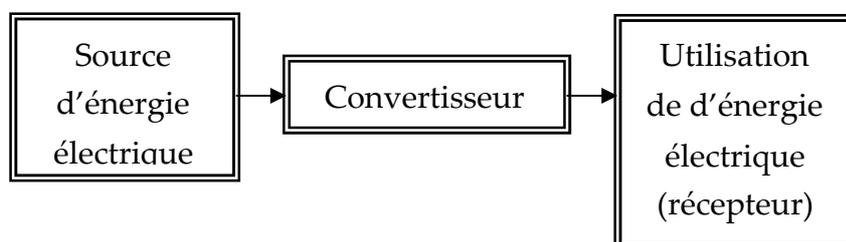


Figure (II.1) : Le rôle d'interface du convertisseur.

Il existe de nombreuses sortes de convertisseurs, que l'on classe généralement selon les énergies mises en jeu en entrée et en sortie. Les systèmes photovoltaïques ont besoin de charge statique, des convertisseurs DC/DC et DC/AC. Le raccordement des

convertisseurs avec le réseau de distribution est réalisé à l'aide des filtres passifs afin d'atténuer la tension et les harmoniques du courant. [3]

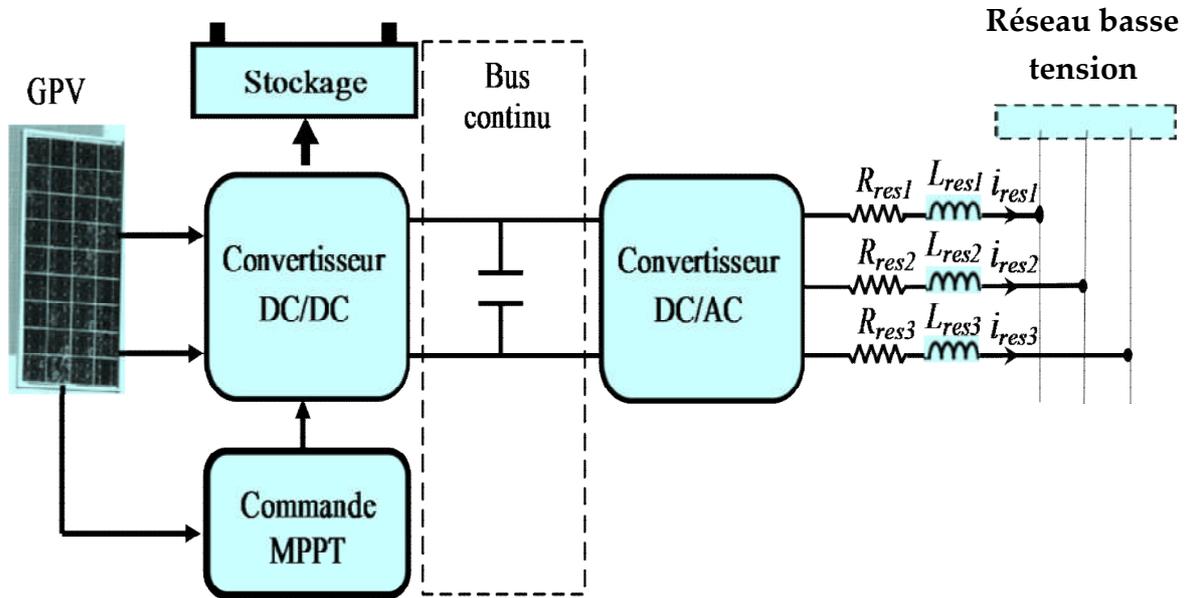


Figure (II.2): Schéma synoptique d'un système photovoltaïque relié au réseau électrique.

Les caractéristiques des grandeurs électriques d'entrée ou de sortie sont imposées par un cahier des charges défini par l'utilisateur.

II.2. Les Convertisseurs DC-DC (Les Hacheurs) :

Les hacheurs présentent la partie essentielle dans le dispositif de commande d'un générateur photovoltaïque, ils sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de contrôler la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé.

D'un point de vue circuit, le hacheur apparaît comme un quadripôle figure(II.2), jouant le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau. On peut le considérer comme un transformateur de grandeurs électriques continues.

La figure (II.3) rappelle le schéma de principe d'un convertisseur DC-DC.

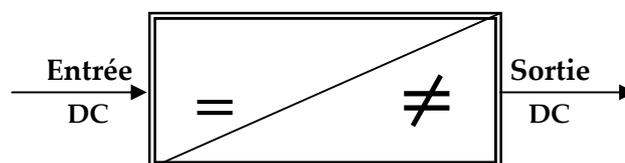


Figure (II.3): Schéma de principe du hacheur.

Si le dispositif semi-conducteur est bloqué, son courant est zéro et par conséquent sa dissipation de puissance est nulle. Si le dispositif est dans l'état saturé, la chute de tension à ses bornes sera presque zéro et par conséquent la puissance perdue sera très petite.

On a supposé que le transfert de puissance s'effectuait de la « source » vers la « charge » ; certains convertisseurs peuvent fonctionner dans les deux sens et sont qualifiés de réversibles».

II.3.Étage d'Adaptation entre un Générateur PV et une Charge [3], [7], [17] :

Un GPV présente des caractéristiques $I(V)$ non linéaires avec des PPM. Ces caractéristiques dépendent entre autre du niveau d'éclairement et de la température de la cellule. De plus, selon les caractéristiques de la charge sur laquelle le GPV débite, nous pouvons trouver un très fort écart entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en mode connexion directe (figure (II.4.a)). Dans ce cas de connexion, le panneau n'est exploité au mieux qu'au point de fonctionnement pour lequel la tension nominale de la charge est égale à la tension optimale du générateur V_{OPT} .

Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge, la technique utilisée classiquement est d'insérer un étage d'adaptation entre le GPV et la charge (connexion indirecte) comme décrit dans la figure (II.4.b). Les raisons sont de plusieurs types :

- Les formes des tensions et des courants délivrés par le générateur ne sont pas compatibles avec la charge (cas d'une charge devant être alimentée en sinusoïdal),
- La tension nécessaire à la charge est très élevée par rapport à celle délivrée par un panneau,
- La tension et/ou le courant de la charge doivent être contrôlés,

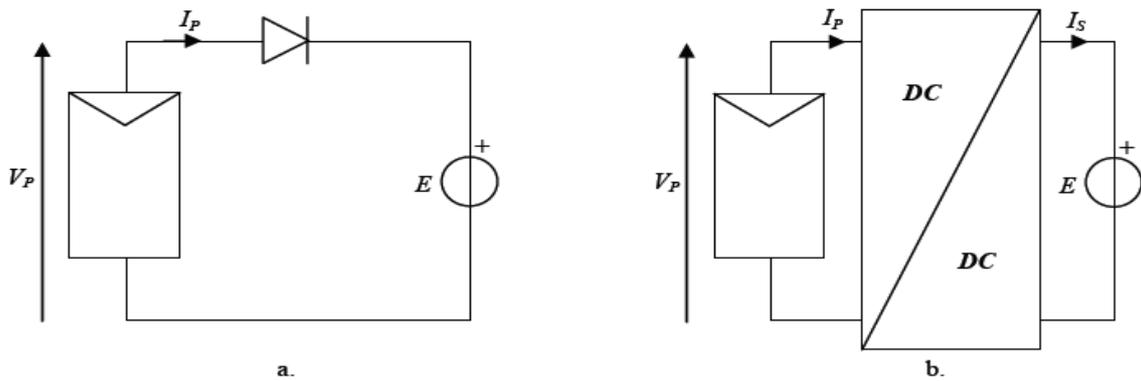


Figure (II.4) : Connexions d'un générateur PV à une charge.
 a. Connexion directe. b. Montage avec convertisseur statique (étage d'adaptation).

Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant à travers une action de contrôle, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur pour qu'elle soit la plus proche possible de P_{max} disponible.

Ce dernier par le biais d'une commande spécifique est alors susceptible de permettre au générateur de délivrer sa puissance maximale notée P_{max} ($P_{max} = V_{opt} \cdot I_{opt}$), où V_{opt} et I_{opt} représentent respectivement les tensions et courants optimaux du générateur PV pour une courbe $I(V)$ donnée) tout en assurant que la tension ou bien le courant de la charge correspond bien aux caractéristiques de cette dernière.

Pour que le générateur PV fonctionne le plus souvent possible dans son régime optimal, la solution communément adoptée est alors d'introduire un convertisseur statique qui joue le rôle d'adaptateur source-charge (voir figure II.5).

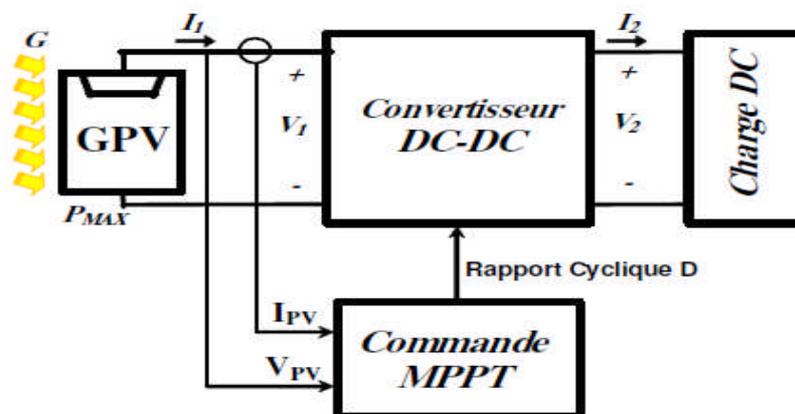


Figure (II.5) : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque à base d'un transformateur DC contrôlé par une commande MPPT [7]

La figure (II.5) : montre le schéma de principe décrivant les fonctions présentes dans un étage d'adaptation pour GPV réel conçu.

Le principe de la commande MPPT délivre l'action de contrôle appropriée afin de suivre le point de puissance maximale en chaque instant. Le choix de la structure de conversion est effectué en fonction de la charge DC à alimenter. Nous avons besoin de structures de conversion survoltrice ou dévoltrice en fonction de la caractéristique de cette charge.

En résumé, selon l'application et le degré d'optimisation de production souhaités, l'étage d'adaptation entre le GPV et la charge peut être constitué d'un ou plusieurs convertisseurs statiques et permet d'assurer les fonctions suivantes :

- adapter les niveaux de tensions entre la source et la charge dans de grandes proportions si nécessaire (convertisseur Buck, Boost,...),
- introduire une isolation galvanique (convertisseur Flyback, Forward,...),
- connecter une charge avec des besoins d'alimentation de type alternative (onduleur).

II.4.Rendement de la Chaîne de Puissance [4] :

La qualité d'un module photovoltaïque peut être définie par sa capacité à restituer le maximum de la puissance lumineuse absorbée.

L'irradiance $G(W/m^2)$ représente la puissance lumineuse reçue par le panneau par unité de surface. Ce qui donne pour un panneau d'une surface $A_{eff}(m^2)$, une puissance totale nommée : $G \cdot A$.

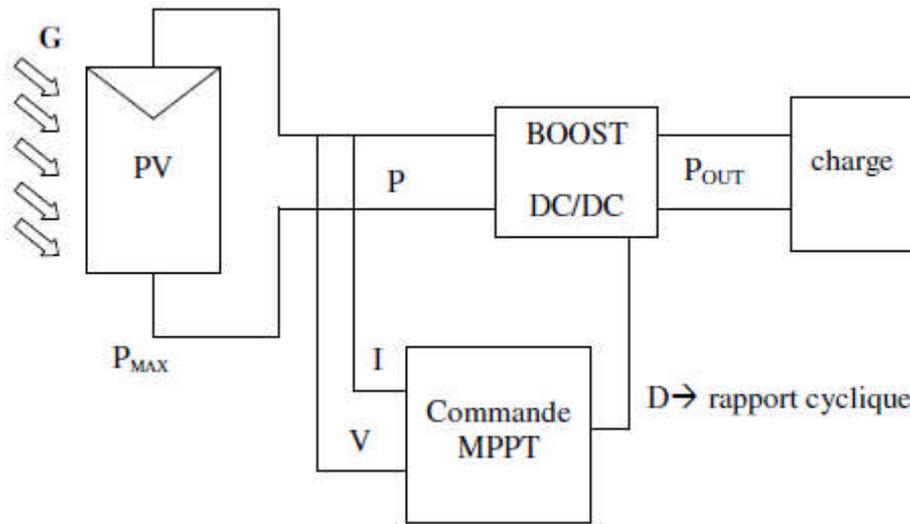


Figure (II.6): Chaîne de conversion d'énergie solaire comprenant un panneau photovoltaïque, un convertisseur BOOST, une commande MPPT et une charge.

Le rendement maximum de la conversion de l'énergie des photons en quantité d'électrons extraits d'un panneau solaire est alors noté η_{PV} et est défini selon l'équation(II.1) :

$$\eta_{PV} = \frac{P_{max}}{G \cdot A_{eff}} \quad (II.1)$$

Où P_{MAX} est le maximum de puissance potentiellement disponible à la sortie d'un panneau PV.

Remarque :

- Par surface de panneau, deux notations supplémentaires doivent être définies :
 - La surface totale du panneau comprenant l'infrastructure notée AT .
 - La surface effective du panneau PV représentant uniquement la partie active (capteur PV) effectuant la conversion notée A_{eff} .
- P_{max} dépend des paramètres physiques du panneau et des conditions météorologiques tels que le niveau d'ensoleillement, la température, etc

La puissance P effectivement délivrée par un générateur PV va dépendre de la commande utilisée dans le convertisseur. Le rendement du point de fonctionnement

qui en découle que nous notons η_{MPPT} permet de mesurer l'efficacité de la commande. En fait on peut l'appeler aussi rendement de la commande.

$$\eta_{mppt} = \frac{P}{P_{max}} \quad (II.2)$$

Le rendement d'un convertisseur de puissance noté η_{conv} , généralement fourni par les documents constructeurs, peut être défini comme la capacité de ce dernier à restituer sur son port de sortie, le maximum de la puissance présente sur son port d'entrée. Cette définition est définie par l'équation (II.3) :

$$\eta_{conv} = \frac{P_{out}}{P} \quad (II.3)$$

Avec : P représentant la puissance en entrée du convertisseur et P_{out} la puissance en sortie du convertisseur.

Le rendement total de la chaîne de conversion η_{total} (II.4) peut être défini le produit de ces trois rendements précédemment définis.

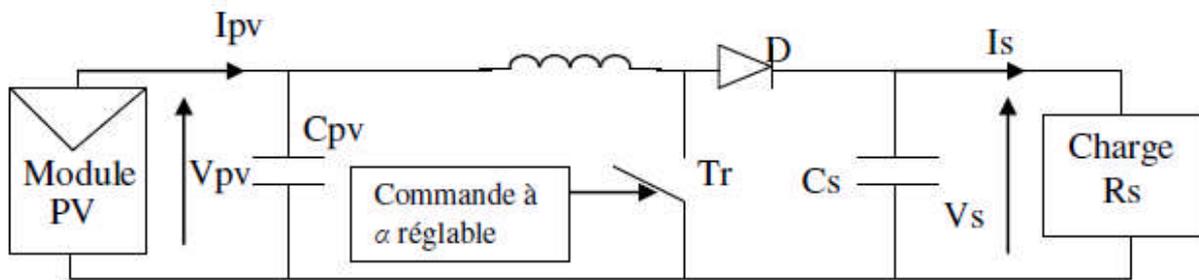
$$\eta_{total} = \frac{P_{max}}{G_{eff}} * \frac{P}{P_{max}} * \frac{P_{out}}{P} = \eta_{PV} * \eta_{mppt} * \eta_{conv} \quad (II.4)$$

Pour l'étude que nous avons développée, seuls les rendements du point de fonctionnement et du convertisseur ont été considérés. Nous nommons rendement global d'un convertisseur statique doté d'une commande MPPT η_{total} (II.5), le produit du rendement du convertisseur par le rendement du point de fonctionnement ou rendement de la commande :

$$\eta_{total} = \frac{P}{P_{max}} * \frac{P_{out}}{P} = \eta_{mppt} * \eta_{conv} \quad (II.5)$$

II.5.Étage d'Adaptation de Type BOOST [7], [15], [29] :

Considérons l'exemple de la figure (II.7) correspondant à un convertisseur DC-DC élévateur (BOOST). Ce type de convertisseur peut être utilisé comme adaptateur source-charge lorsque la charge a besoin d'une tension supérieur à celle du générateur PV.



Figure(II.7): Exemple de convertisseur statique DC-DC pouvant être utilisé comme adaptateur entre un générateur PV et une charge.

L'adaptation entre la source et la charge est réalisée par la variation du rapport cyclique α . En effet, si nous supposons que le boost fonctionne en conduction continue et si nous considérons que le rendement de ce dernier est de 100%, alors les relations électriques entre les grandeurs d'entrée du convertisseur (correspondant à I_{PV} et V_{PV} du générateur) et de sortie du convertisseur (respectivement I_s et V_s) ne dépendent que du rapport cyclique α .

II.5.1.Principe de fonctionnement du convertisseur « boost » [15], [29], [49]:

Un convertisseur boost peut être représenté par le circuit de la figure (II.8), où V_i représente la tension d'alimentation, I_L le courant traversant l'inductance L , S un commutateur électronique, D une diode, V_{c1} la tension aux bornes du condensateur $C1$, V_{c2} la tension aux bornes du condensateur $C2$, V_o la tension de sortie aux bornes de ... charge Z . Par ailleurs, il est à noter que la commutation est considérée instantanée et la tension de seuil de la diode D est nulle.

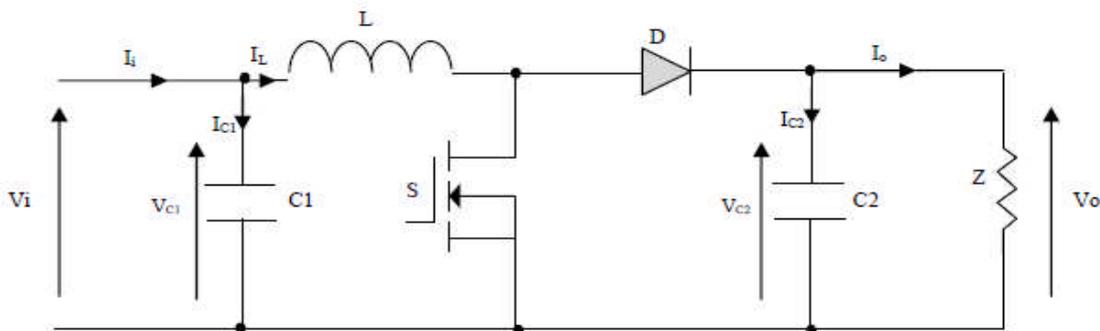


Figure (II.8): Convertisseur boost

Le fonctionnement de ce type de convertisseur peut être résumé comme suit : La tension de sortie est obtenue en agissant sur le commutateur S qui est commandé en ouverture et en fermeture. En fermant S , on charge l'inductance L puis on ouvre S

pour transférer l'énergie emmagasinée vers la charge. Sur une période fixe T , on définit le rapport cyclique du convertisseur comme étant le rapport entre la durée de fermeture $t_{fermeture}$ et la période T : $D = \frac{t_{fermeture}}{T}$

II.5.2. Modèle mathématique équivalent :

Pour obtenir le modèle mathématique du convertisseur, il faut l'étudier dans les deux phases de fonctionnement (S fermé, et S ouvert). Puis, faire un modèle «moyen » (*Averaged Model*) qui relie les différentes grandeurs moyennes d'entrée et de sortie du convertisseur.

Les variables dynamiques du circuit sont i_L, V_{C1}, V_{C2} , associés aux composants dynamiques L, C_1, C_2 . Les équations qui relient les dérivées di_L/dt et dV_c/dt , avec les variables d'entrée et de sortie ainsi que les composantes du convertisseur et les variables dynamiques i_L, V_c sont de la forme :

$$\frac{dV_c}{dt} = f(i_L, V_c, L, R_L, C) \tag{II.6}$$

$$\frac{di_L}{dt} = f(i_L, V_c, L, R_L, C) \tag{II.7}$$

Les grandeurs temporelles sont représentées par des lettres minuscules alors que les grandeurs moyennes sont représentées par des majuscules.

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les deux circuits (Figure (II.9), Figure (II.10)), on obtient les systèmes d'équations suivants :

$$0 < t < DT_s$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = -i_o \\ V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_i - R_L i_L \end{cases} \tag{II.8}$$

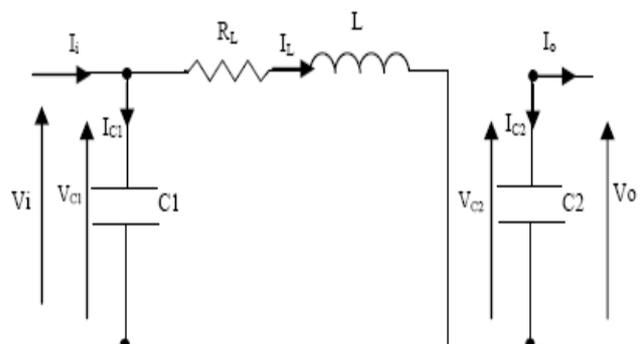


Figure (II.9): Circuit équivalent du BOOST lorsque S est fermé.

$DT_s < t < Ts$:

$$\begin{cases} I_{C1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = i_i - i_L \\ I_{C2} = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = i_L - i_o \\ V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_i - V_o - R_L i_L \end{cases} \quad (II.9)$$

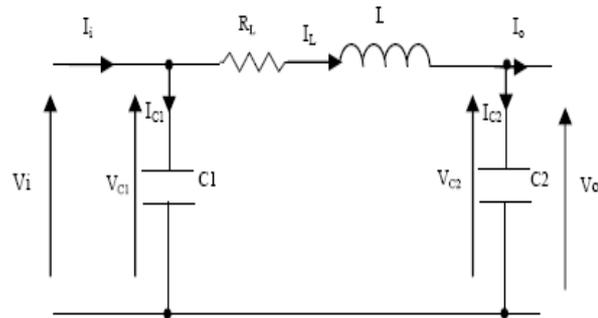


Figure (II.10): Circuit équivalent du BOOST lorsque S est ouvert.

II.5.3. Modèle moyen du hacheur BOOST :

Les systèmes d'équations de base (II.8), (II.9) représentent le hacheur Boost pour une période DT_s et $(1-D)T_s$ respectivement. Le convertisseur s'alterne entre ces deux états avec une fréquence élevée, nous devons trouver une représentation dynamique valable pour les deux intervalles de temps appelée modèle moyen (*Averaged model*). Pour cela nous considérons que la variation des variables dynamiques I_C , V_L est de forme linéaire. En d'autres termes nous pouvons faire une approche linéaire pour l'exponentielle ($e^\varepsilon = \varepsilon$), ainsi la dérivé de ces grandeurs sera constante.

Cette approche nous permet de décomposer l'expression de la valeur moyenne du dérivé de la variable dynamique x sur les deux laps de temps DT_s et $(1-D)T_s$:

$$\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle T_s = \frac{dx}{dt(DT_s)} DT_s + \frac{dx}{dt((1-D)T_s)} (1-D)T_s \quad (II.10)$$

Où $\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle$ est la valeur moyenne de la dérivée de x sur une période T_s . Cette relation est valide si $\frac{dx}{dt(DT_s)}$ et $\frac{dx}{dt((1-D)T_s)}$ sont constantes sur les périodes DT_s et $(1-D)T_s$ respectivement. En d'autres termes, cette approximation est valable si les périodes DT_s et $(1-D)T_s$ sont très faibles devant la constante de temps du circuit C_1R_g , C_2Z , LR_L . Dans ce cas la forme exponentielle du courant qui parcourt la self et la tension aux bornes de la capacité sont de forme linéaire comme le montre la figure (II.11).

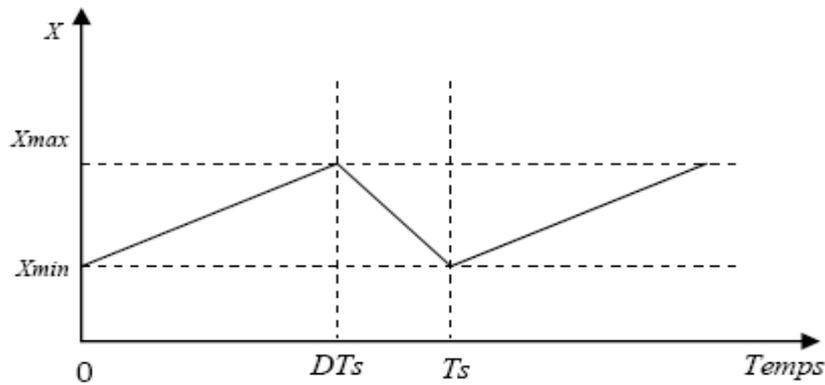


Figure (II.11): Variations des variables dynamiques I_L , V_{c1} , V_{c2} .

En appliquant la relation (II.10) sur les systèmes d'équations (II.8) et (II.9), on obtient les équations qui régissent le système sur une période entière :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_i}{dt} T_s = DT_s(i_i - i_L) + (1 - D)T_s(i_i - i_L) \\ C_2 \frac{dV_o}{dt} T_s = -DT_s i_o + (1 - D)T_s(i_i - i_L) \\ L \frac{di_L}{dt} T_s = DT_s(V_i - R_L i_L) + (1 - D)T_s(V_i - V_o - R_L i_L) \end{cases} \quad (II.11)$$

En arrangeant les termes des équations précédentes pour qu'on puisse interconnecter le convertisseur avec les autres blocs de simulation, on obtient la modélisation dynamique du hacheur Boost :

$$\begin{cases} i_L = i_L - C_1 \frac{dV_i}{dt} \\ i_o = (1 - D)i_L - C_2 \frac{dV_o}{dt} \\ V_i = (1 - D)V_o + R_L i_L + L \frac{di_L}{dt} \end{cases} \quad (II.12)$$

II.5.4. Les ondulations des courants et tensions :

Pour le dimensionnement des différentes composantes du circuit, afin de minimiser les ondulations des courants et des tensions sans faire un surdimensionnement des composants, ce qui accroîtrait le poids et le prix du circuit, un calcul de ces composants en fonction des ondulations voulues est nécessaire. Cette remarque est très importante pour le dimensionnement de l'inductance L afin de respecter le courant admissible par le transistor MOSFET S.

En appliquant la relation : $V_L = L \frac{di_L}{dt}$ et par l'approximation des segments d'exponentielles par des droites, la pente de courant I_L pendant la première période de fonctionnement est donnée par :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \approx \frac{V_i - R_L I_L}{L} \quad (\text{II.13})$$

A partir de la relation (II.13) la valeur crête à crête de courant I_L est :

$$I_{Lcc} = 2 \Delta I_L = \frac{V_i - R_L I_L}{L} DT_s \quad (\text{II.14})$$

La valeur de l'inductance L à choisir pour certaine ondulation ΔI_L est :

$$L = \frac{V_i}{2 \Delta I_L} DT_s \quad (\text{II.15})$$

Pour le calcul des capacités C_1 et C_2 , et avec les mêmes démarches précédentes nous avons :

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C1} \approx \frac{I_i - I_L}{C1} \quad (\text{II.16})$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{i_{C2}}{C2} \approx \frac{-I_o}{C2} \quad (\text{II.17})$$

Les valeurs des ondulations crête à crête des tensions d'entrée et de sortie sont :

$$V_{i_{cc}} = 2\Delta V_i = \frac{I_i - I_L}{C1} DT_s \quad (\text{II.18})$$

$$V_{o_{cc}} = 2\Delta V_o = \frac{-I_o}{C2} DT_s \quad (\text{II.19})$$

Les valeurs des condensateurs C_1 et C_2 sont :

$$C_1 = \frac{I_i - I_L}{2 \Delta V_i} DT_s \quad (\text{II.20})$$

$$C_2 = \frac{-I_o}{2 \Delta V_o} DT_s \quad (\text{III.21})$$

II.5.5. Etude du régime continu :

Le régime continu est obtenu en éliminant les dérivées des variables dynamiques, et en remplaçant ces signaux par leurs valeurs moyennes.

Le système d'équations (II.12) donne :

$$\begin{cases} I_i = I_L \\ I_o = (1 - D)I_L \\ V_i = (1 - D)V_o + R_L I_L \end{cases} \quad (II.22)$$

II.5.6. Rapport de conversion et rendement :

Le rapport de conversion M est défini comme étant le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée comme

$$(M) = \frac{V_o}{V_i} = \eta \cdot D \quad (II.23)$$

Où η est le rendement de convertisseur défini comme étant le rapport entre la puissance de sortie sur la puissance d'entrée :

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} \quad (II.24)$$

La relation (II.23) donne :

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1-D) + \frac{R_L I_L}{V_o}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L I_o}{(1-D)^2 (1-D)}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L I_o}{(1-D)^2 Z}} \quad (II.25)$$

Alors :

$$M(D) = \eta \frac{1}{(1-D)} \quad (II.26)$$

La variation de M en fonction de D est donnée dans la figure suivante :

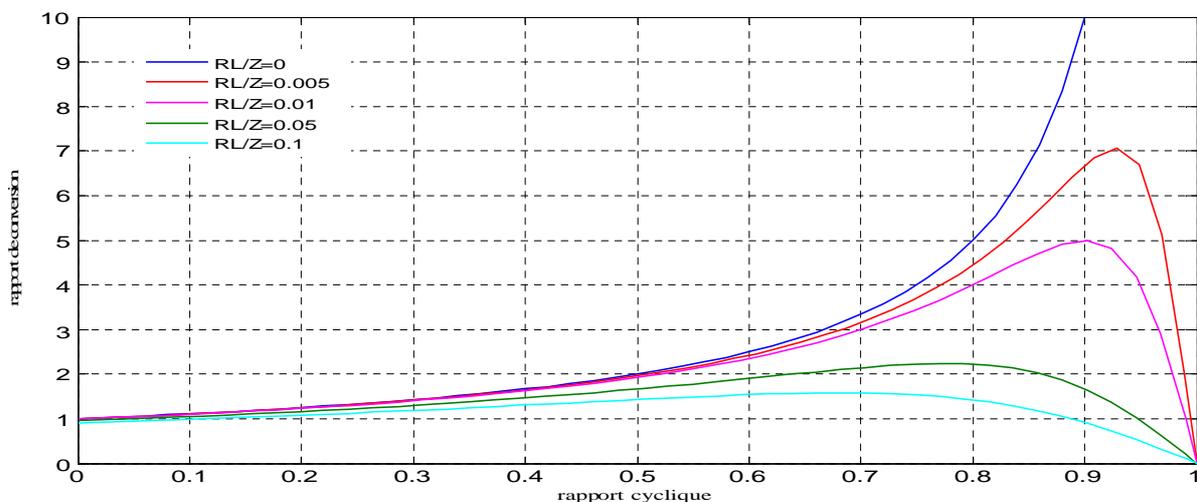


Figure (II.12) : Le rapport de conversion M en fonction du rapport cyclique D du convertisseur Boost.

On remarque que le rendement η ne dépend pas seulement de la charge complexe z du convertisseur et des résistances parasites des composants, mais il dépend aussi du rapport cyclique D . Ainsi il est recommandé, pour que le boost fournisse un bon rendement, de ne pas dépasser des rapports cycliques D supérieur à une certaine valeur, fixée par la qualité de l'inductance et la charge utilisée.

II.6.Étage d'Adaptation de Type Buck [7], [15], [29],[49] :

Le convertisseur DC-DC abaisseur (Buck) est schématisé par la figure (II.13). Ce type de convertisseur peut être utilisé comme adaptateur source-charge lorsque la charge a besoin d'une tension inférieure à celle du générateur PV.

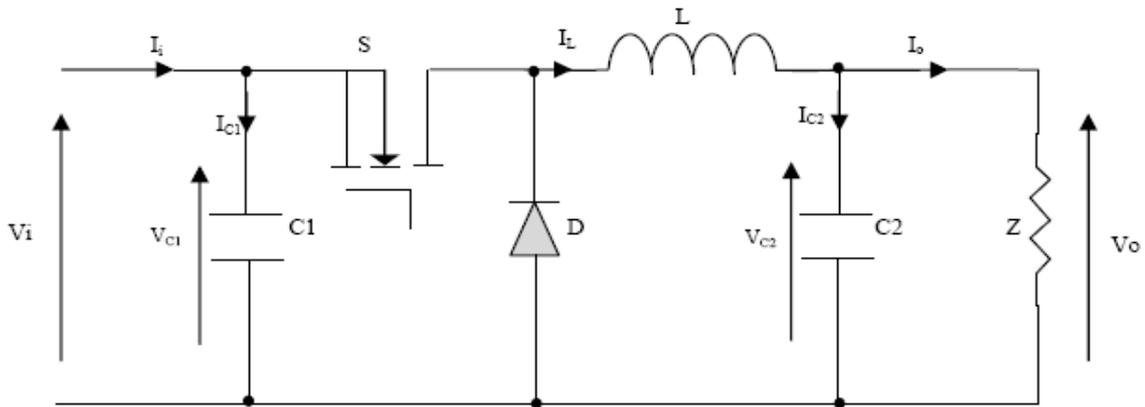


Figure (II.13): Circuit électrique d'un hacheur série.

L'adaptation entre la source et la charge est réalisée par la variation du rapport cyclique α .

II.6.1.Principe de fonctionnement du convertisseur « Buck » :

Le hacheur série « Buck » est composé d'un transistor MOSFET qui fonctionne en régime de commutation avec une période T_s . Dans la première fraction DT_s le transistor est dans un état de saturation alors l'inductance L se charge d'énergie avec augmentation du courant I_L . Dans la deuxième fraction de temps $(1-D)T_s$ l'inductance L libère cette énergie à la charge Z avec une diminution de courant I_L . Aussi le circuit peut être décomposé en deux circuits linéaires qui correspondent chacun à une position du transistor S .

Les figures (II.14), (II.15) donnent les schémas équivalents du hacheur dévolteur "Buck" dans les deux intervalles de temps.

II.6.2.Modèle mathématique équivalent :

Comme pour le circuit Boost, l'application des lois de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents des deux phases de fonctionnement, donnent les équations suivantes :

$0 < t < DT_s :$

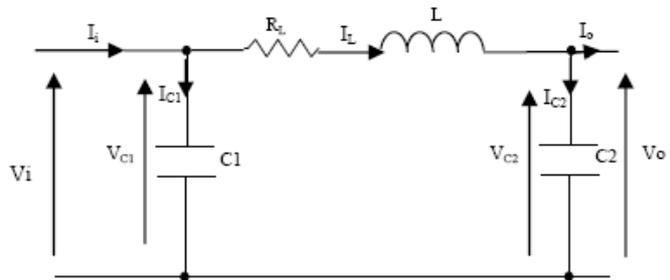
$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = i_L - i_o \\ V_L = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = V_i - V_o \end{cases} \quad (II.27)$$


Figure (II.14): Circuit équivalent de Buck lorsque S fermé.

$DT_s < t < T_s :$

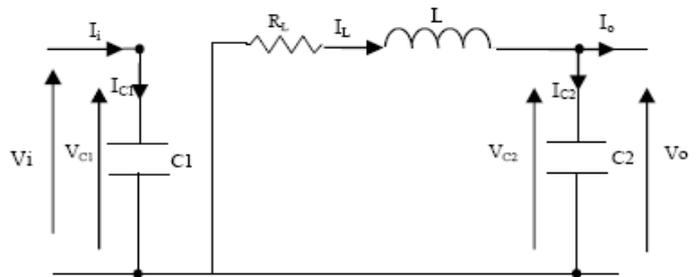
$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = i_i \\ i_{C2} = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = i_L - i_o \\ V_L = L \frac{di_L}{dt} = -V_o \end{cases} \quad (II.28)$$


Figure (II.15): Circuit équivalent de Buck lorsque S ouvert.

II.6.3.Modèle Moyen d'un hacheur Buck :

Comme pour le Boost, en appliquant la relation (II.10), sur les systèmes d'équation (II.27) et (II.28), on trouve le modèle moyen :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} T_s = DT_s(i_i - i_L) + (1 - D)T_s i_i \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} T_s = DT_s(i_L - i_o) + (1 - D)T_s(i_L - i_o) \\ L \frac{di_L}{dt} T_s = DT_s(V_i - V_o - R_L i_L) + (1 - D)T_s(-V_o - R_L i_L) \end{cases} \quad (II.29)$$

En arrangeant les termes des équations précédentes pour qu'on puisse interconnecter le convertisseur avec les autres blocs de simulation, on obtient la modélisation dynamique du hacheur Buck :

$$\begin{cases} i_o = i_L - C_2 \frac{dV_o}{dt} \\ i_L = \frac{1}{D} (i_i - C_1 \frac{dV_i}{dt}) \\ V_i = \frac{1}{D} (V_o + R_L i_L + L \frac{di_L}{dt}) \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

II.6.4. Les ondulations des courants et des tensions :

Comme pour le circuit Boost, la pente du courant I_L et des tensions V_{C1} et V_{C2} pendant la première période de fonctionnement est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \approx \frac{V_i - V_o - R_L I_L}{L} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C1} \approx \frac{I_i - I_L}{C1} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{i_{C2}}{C2} \approx \frac{I_L - I_o}{C2} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Les valeurs crête à crête des courants et des tensions sont :

$$\begin{cases} I_{Lcc} = 2 \Delta I_L = \frac{V_i - V_o - R_L I_L}{L} DT_s \\ V_{i_{cc}} = 2 \Delta V_i = \frac{I_i - I_L}{C1} DT_s \\ V_{o_{cc}} = 2 \Delta V_o = \frac{I_L - I_o}{C2} DT_s \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Les valeurs des composants à choisir pour des ondulations données sont :

$$\begin{cases} L = \frac{V_i - V_o - R_L I_L}{2 \Delta I_L} DT_s \\ C_1 = \frac{I_i - I_L}{2 \Delta V_i} DT_s \\ C_2 = \frac{I_L - I_o}{2 \Delta V_o} DT_s \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

II.6.5. Etude du régime continu :

Comme pour le circuit Boost, en remplaçant les dérivés des signaux par des zéros, ainsi on peut remplacer les signaux du convertisseur par leurs grandeurs moyennes, cela simplifier les systèmes d'équations précédents comme suit :

$$\begin{cases} I_i - DI_L = 0 \\ I_o - I_L = 0 \\ DV_i - V_o - R_L I_L = 0 \end{cases} \quad (II.34)$$

II.6.6. Rapport de conversion et rendement :

En utilisant les relations (III.29), on peut calculer le rapport de conversion V_o/V_i :

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{R_L I_L}{V_o}} D = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{Z}} D = \eta D \quad (II.35)$$

Avec :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{Z}} \quad (II.36)$$

Avec Z l'impédance complexe de la charge.

A partir des relations (II.35) et (II.36) on conclut que le rapport de conversion M reste linéaire en fonction de D et reste confiné entre zéro et la valeur du rendement, et que des charges Z importantes causent une grande perte dans le transfert de puissance à travers le convertisseur ainsi qu'une tension de sortie faible.

La variation de M en fonction de D est donnée dans la figure suivante :

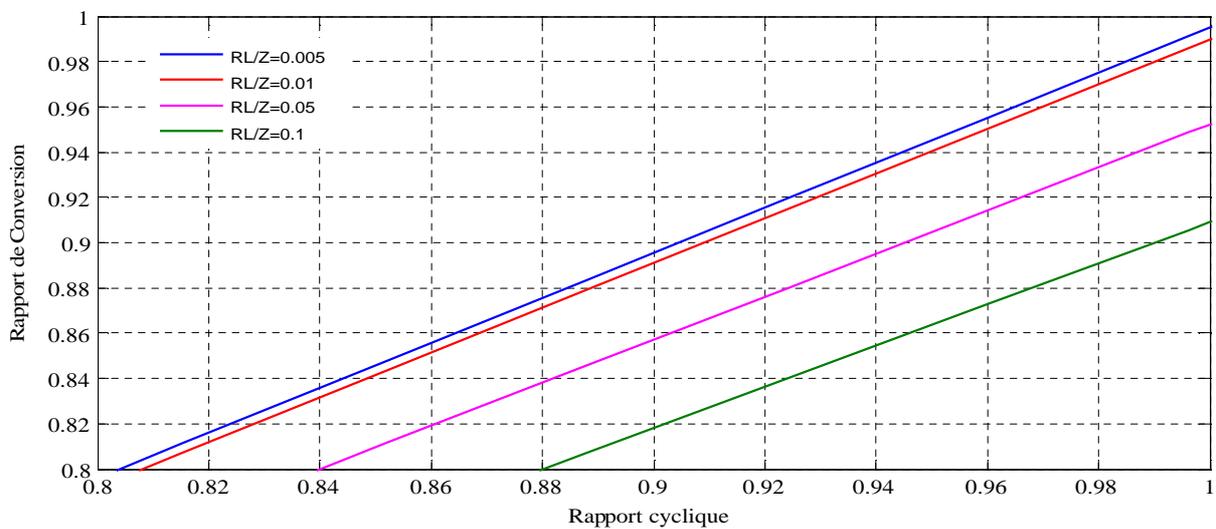


Figure (II.16) : Le rapport de conversion M en fonction du rapport cyclique D du convertisseur Buck.

Pour que l'adaptation se fasse automatiquement à tout instant, un certain nombre de lois de commande ont été élaborées. Toutes ont pour objectif d'effectuer une recherche automatisée du PPM du système, en se basant sur la nature convexe des courbes de puissance du générateur PV ou, plus généralement, d'une source non linéaire.

II.7. Etage d'adaptation de Type Buck_Boost [7], [15], [29], [49] :

Un convertisseur Buck-Boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. Son schéma de base est représenté sur la figure (II.17).

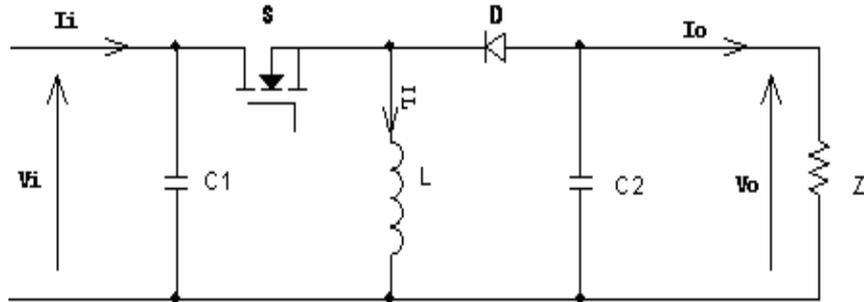


Figure (II.17): Schéma de base d'un hacheur Buck_Boost.

II.7.1. Principe de fonctionnement du convertisseur « Buck_Boost » :

En premier temps, lorsque S est fermé, la tension de la source est appliquée aux bornes de l'inductance L où elle se charge d'énergie jusqu'au début de la deuxième phase de fonctionnement, puis S s'ouvre et la tension de l'inductance se trouve appliquée à la charge où son courant circule dans le sens inverse des aiguilles d'une montre à travers la diode D et ainsi la tension de sortie sera négative.

II.7.2. Modèle Mathématique équivalent :

La figure (II.18) montre les deux schémas équivalents du convertisseur Buck-Boost pour les deux périodes de fonctionnement.

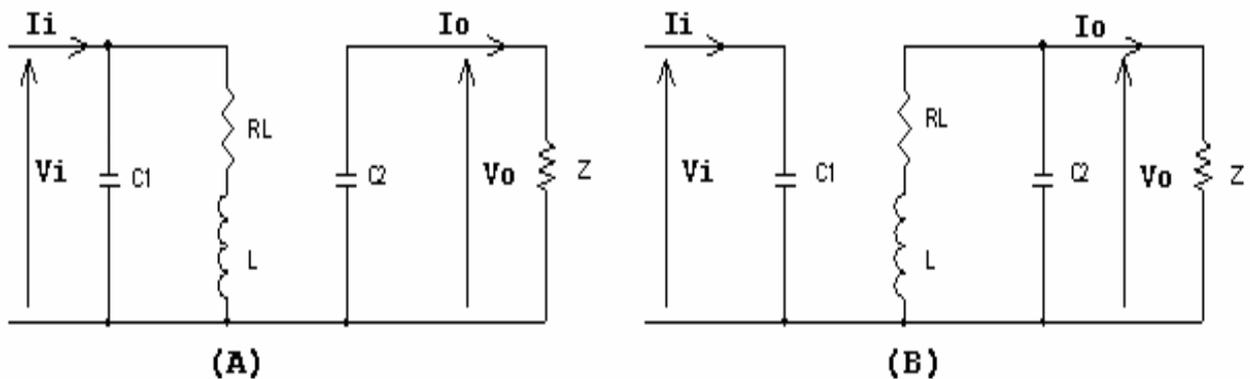


Figure (II.18): Circuits équivalents de Buck-Boost, (A) : S fermé, (B) : S ouvert.

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les circuits équivalents précédents, on obtient :

Pour la première période DT_s :

$$\begin{cases} i_{c1} = C_1 \frac{dV_i}{dt} = i_i - i_L \\ i_{c2} = C_2 \frac{dV_0}{dt} = -i_0 \\ V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_i \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Et pour la deuxième période $(1-D) T_s$:

$$\begin{cases} i_{c1} = C_1 \frac{dV_L}{dt} = i_i \\ i_{c2} = C_2 \frac{dV_0}{dt} = -i_L - i_0 \\ V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_0 \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

II.7.3. Modèle Moyen d'un hacheur Buck_Boost :

Comme pour le Boost, en appliquant la relation (II.10), sur les systèmes d'équation (II.37) et (II.38), on trouve le modèle moyen :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_i}{dt} T_s = DT_s(i_i - i_L) + (1-d)T_s i_i \\ C_2 \frac{dV_0}{dt} T_s = -DT_s i_0 + (1-d)T_s (-i_0 - i_L) \\ L \frac{di_L}{dt} T_s = DT_s(V_i - R_L i_L) + (1-d)T_s (V_0 - R_L i_L) \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

En arrangeant les termes des équations précédentes, on obtient la modélisation dynamique du Buck Boost :

$$\begin{cases} \dot{i}_L = \frac{1}{D} [i_i - C_1 \frac{dV_i}{dt}] \\ \dot{i}_0 = -(1-D)i_L - C_2 \frac{dV_0}{dt} \\ \dot{V}_i = \frac{1}{D} [-(1-D)V_0 + R_L i_L + L \frac{di_L}{dt}] \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Comparé aux convertisseurs Buck et Boost , les principales différences sont:

- La tension de sortie est de polarité inverse de celle d'entrée.
- La tension de sortie peut varier de 0 à ∞ (pour un convertisseur idéal).

II.7.4. Le rapport de conversion :

D'après la relation (4), on peut définir le rapport entre la tension d'entrée V_i et la tension de sortie V_0 d'un hacheur comme suit :

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \eta \frac{-D}{1-D} \quad (\text{II.41})$$

Grâce à cette dernière expression, on peut voir que la tension de sortie est toujours négative (le rapport cyclique D variant entre 0 et 1), et que le convertisseur survolteur-dévolteur travaille en deux modes ; abaisseur de tension pour D inférieur à 0.5 et élévateur de tension pour D supérieur à 0.5. C'est pour cela qu'on le qualifie de Buck-Boost.

La variation de M en fonction de D est donnée dans la figure suivante :

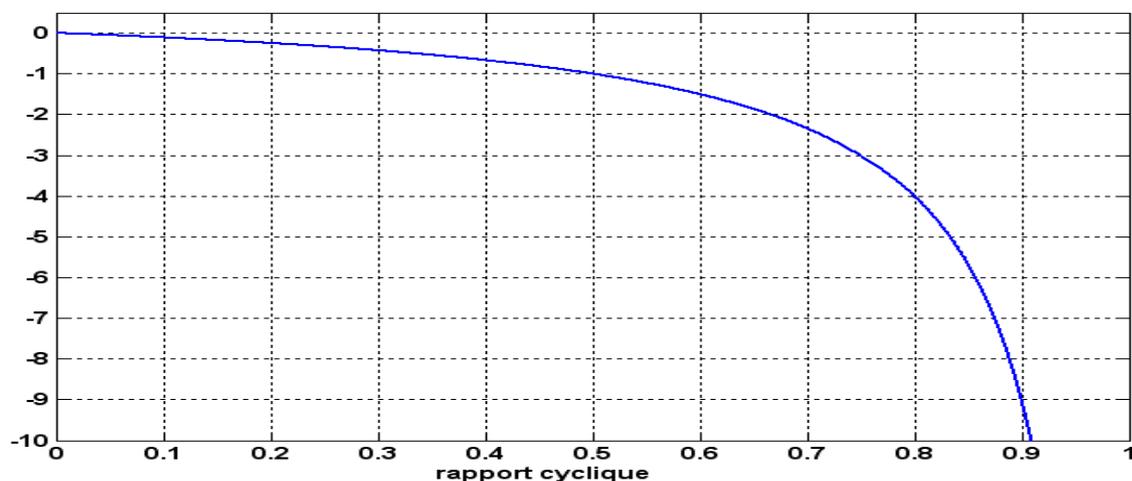


Figure (II.19) : Le rapport de conversion M en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur Buck-Boost

L'étude des trois topologies de hacheurs, montra que le Buck-Boost est le seul à permettre un suivi efficace du PPM quel que soit la valeur de la charge et les variations météorologiques.

Dans la section suivante, nous présentons une synthèse de certains types de commande MPPT que l'on peut trouver dans la littérature. Notre commande MPPT va être, par la suite, implémenté en numérique à l'aide d'un microcontrôleur (PIC16F877A).

II.8. Concept de MPPT :

Par définition, une commande MPPT, associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un générateur PV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance (figure (II.16)). Ainsi, quel que soient les

conditions météorologiques (température et irradiation), et quel que soit la tension de la batterie, la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximum (V_{OPT} , I_{OPT}).

Pour cela, plusieurs systèmes ont été publiés dans la littérature. Nous en avons fait un classement en fonction de leur principe et de leur performance. Ainsi, nous avons pu constater que malgré la quantité d'études menées dans ce domaine, beaucoup présentaient des imperfections lorsqu'elles étaient en situation réelle.

Ces constats nous ont amené à développer notre propre commande MPPT, répondant au cahier des charges que nous avons établi pour la chaîne élémentaire. Nous rappelons dans cette partie les principes généraux des MPPT existantes ainsi que les principales simulations que nous avons effectués (convertisseur DC-DC, MPPT).

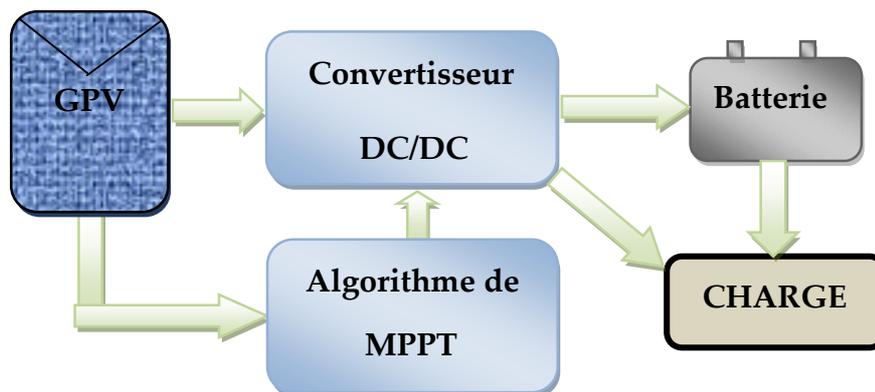


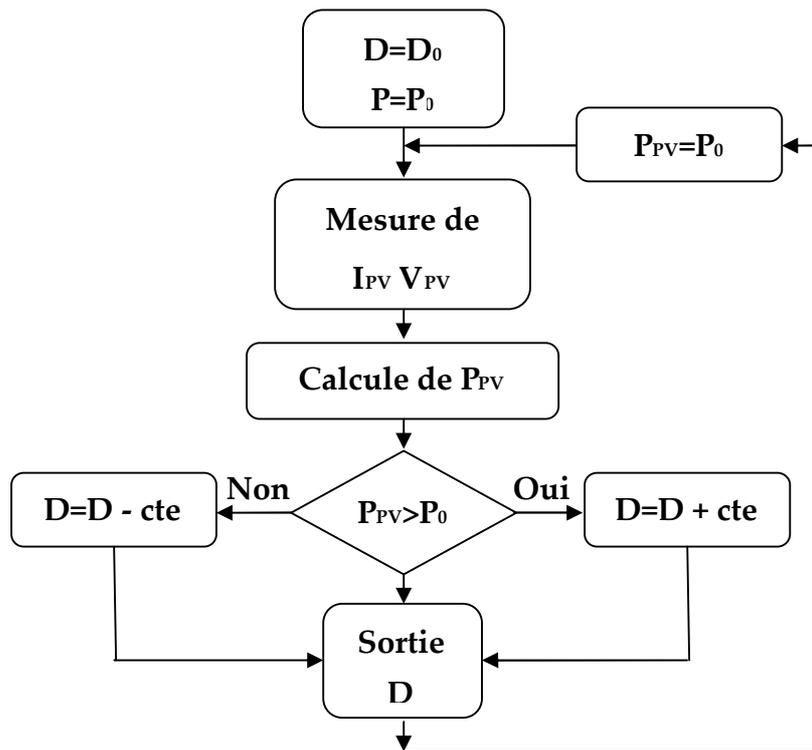
Figure (II.20) : La commande MPPT.

II.8.1.Synthèse des différentes MPPT rencontrées dans la littérature [14], [45]:

Diverses publications sur les commandes assurant un fonctionnement de type commande MPPT apparaissent régulièrement dans la littérature depuis 1968, date de publication de la première loi de commande de ce genre, adaptée à une source d'énergie renouvelable de type photovoltaïque. Etant donné le grand nombre de publications dans ce domaine, nous avons fait une classification des différentes MPPT existantes en les regroupant selon leur principe de base. Seuls les algorithmes qui nous semblent décrire une méthode de recherche spécifique sont reportés dans ce manuscrit et brièvement analysés.

II.8.2. Les premiers types de commande MPPT :

L'algorithme mis en œuvre dans les premières commandes MPPT était relativement simple. En effet, les capacités des microcontrôleurs disponibles à l'époque étaient faibles et les applications, surtout destinées au spatial avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et d'éclairement que les applications terrestres. Appliqué initialement au photovoltaïque, son principe a d'abord été décrit par A.F. Boehringer. Cette commande est basée sur un algorithme de contrôle adaptatif, permettant de maintenir le système à son point de puissance maximum (PPM). Ce dernier est décrit en figure (II.21) et peut être implanté entièrement en numérique.



Figure(II.21): Principe de la première commande MPPT numérique

Il consiste à calculer la puissance à l'instant t_i à partir des mesures de I_{PV} et V_{PV} , et de la comparer à celle stockée en mémoire, correspondant à l'instant t_{i-1} . De là, un nouveau rapport cyclique D est calculé et est appliqué au convertisseur statique. Ce principe est toujours valable du point de vue théorique et appliqué de nos jours sur des algorithmes numériques plus performants. Cependant, le temps de réaction a été

amélioré ainsi que la précision de la recherche du PPM associée à un certain nombre de précautions pour ne pas perdre le PPM même temporairement.

II.8.3. Les commandes MPPT à algorithmes performants :

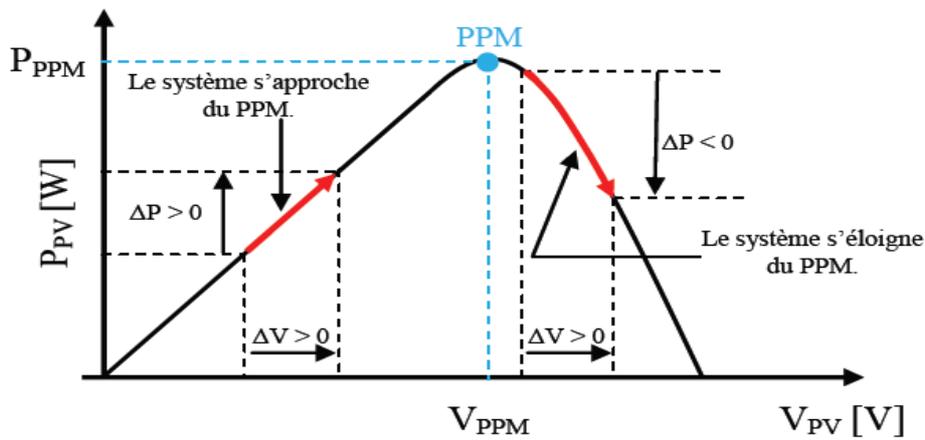
Dans la littérature, nous pouvons trouver différents types d'algorithmes effectuant la recherche du PPM. Les deux méthodes les plus couramment rencontrées sont communément appelées respectivement *Perturb & Observ (P&O)* et *l'incrément de conductance (Inc Cond)*. Pour une meilleure compréhension des performances de ces commandes, nous rappelons brièvement leurs différents principes dans les paragraphes suivants.

II.8.3.1. Principe des commandes "Perturb and Observe" (P&O) [7],[14], [17]:

Le principe des commandes MPPT de type P&O consiste à perturber la tension V_{PV} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance P_{PV} qui en résulte. Ainsi, comme l'illustre la figure (II.18), on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{PV} engendre un accroissement de la puissance P_{PV} , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM.

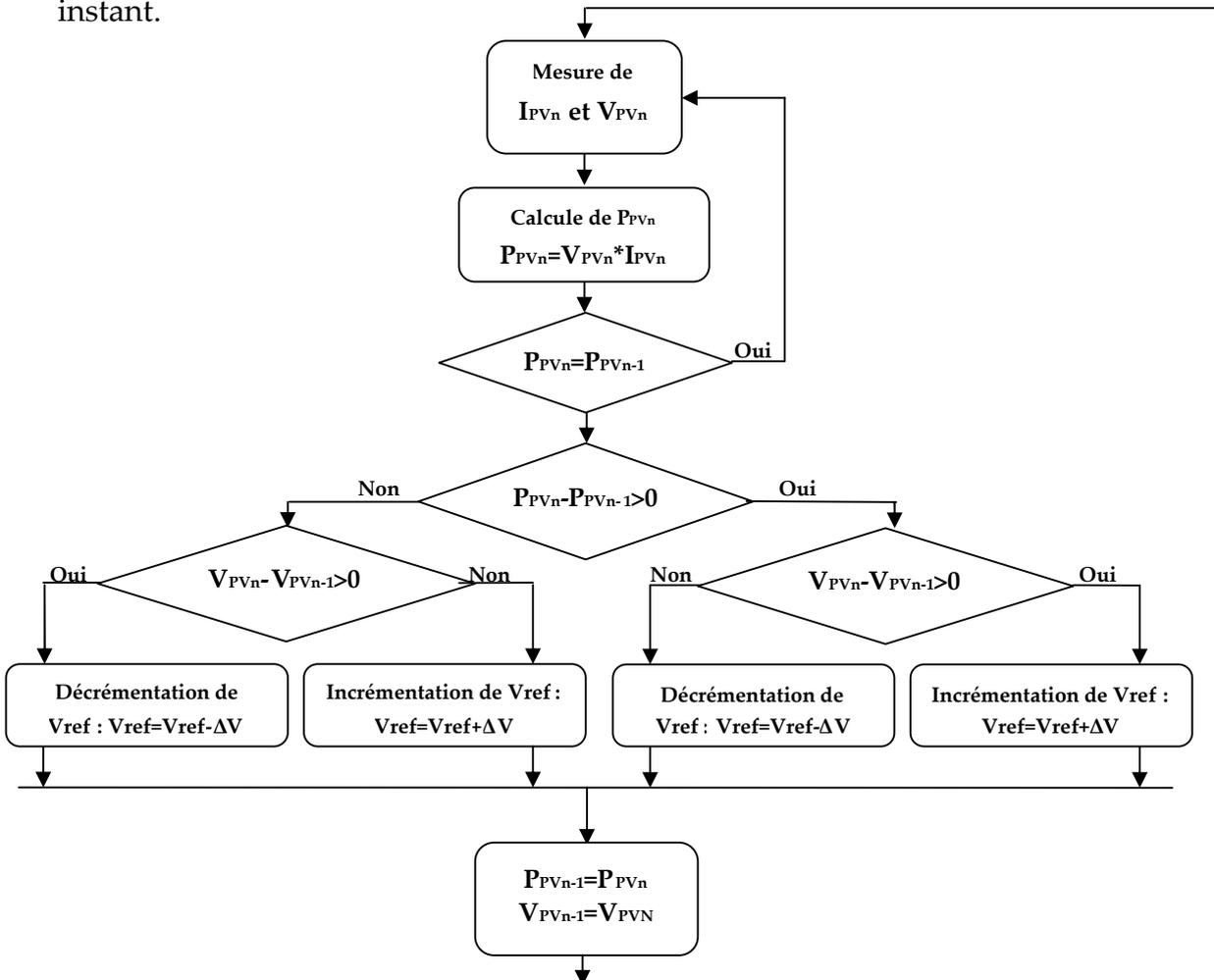
Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le PPM. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique $P_{PV}(V_{PV})$, il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande approprié.

En résumé, si suite à une perturbation de tension, la puissance PV augmente, la direction de perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour reprendre la convergence vers le nouveau PPM.



Figure(II.22): Caractéristique $P_{PV}(V_{PV})$ d'un panneau solaire.

La figure (II.23) représente l'algorithme classique associé à une commande MPPT de type P&O, où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. Pour ce type de commande, deux capteurs (courant et tension du GPV) sont nécessaires pour déterminer la puissance du PV à chaque instant.



Figure(II.23): Algorithme de la méthode P&O.

La méthode P&O est aujourd'hui largement utilisée de par sa facilité d'implémentation, cependant elle présente quelques problèmes liés aux oscillations autour du PPM qu'elle engendre en régime établi car la procédure de recherche du PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller en permanence autour du PPM, une fois ce dernier atteint. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation. Cependant, une faible valeur d'incrément ralentit la recherche du PPM, il faut donc trouver un compromis entre précision et rapidité. Ce qui rend cette commande difficile à optimiser.

II.8.3.2.Principe des commandes "Incrément de conductance" (Inc Cond) [46]:

Pour rechercher les PPM, cette autre technique se base sur la connaissance de la variation de conductance du GPV et des conséquences sur la position du point de fonctionnement par rapport à un PPM. Ainsi, la conductance du module photovoltaïque est définie par le rapport entre le courant et la tension du GPV comme indiqué ci-dessous :

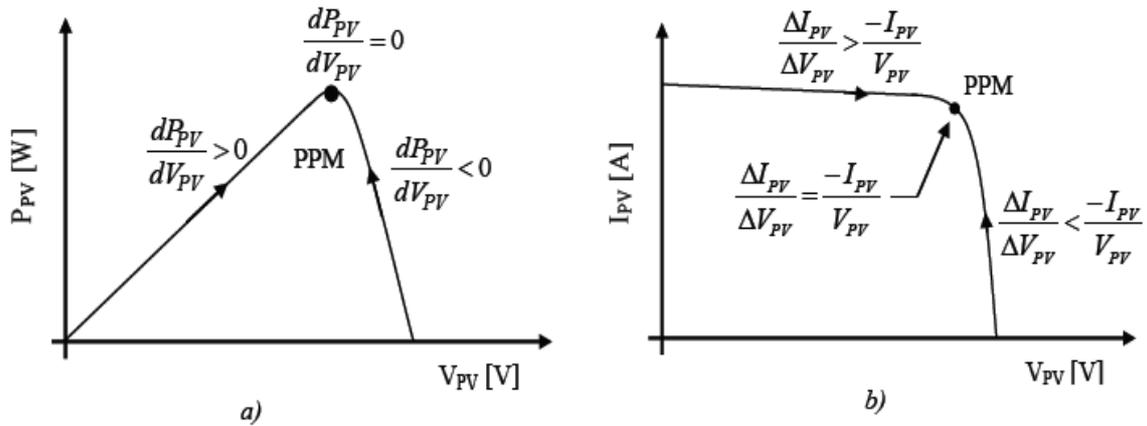
$$G = \frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad (\text{II.42})$$

et une variation élémentaire (incrément) de conductance peut être définie par :

$$dG = \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \quad (\text{II.43})$$

D'autre part, l'évolution de la puissance du module (P_{PV}) par rapport à la tension (V_{PV}) donne la position du point de fonctionnement par rapport au PPM. Lorsque la dérivée de puissance est nulle, cela signifie que l'on est sur le PPM, si elle est positive le point d'opération se trouve à gauche du maximum, lorsqu'elle est négative, on se situe à droite. La figure(II.24) permet d'écrire les conditions suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } \frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} > 0, \text{ le point de fonctionnement est à gauche du PPM,} \\ \text{Si } \frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = 0, \text{ le point de fonctionnement est sur le PPM,} \\ \text{Si } \frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} < 0, \text{ le point de fonctionnement est sur la droite du PPM.} \end{array} \right. \quad (\text{II.45})$$



Figure(II.24): Positionnement du point de fonctionnement suivant le signe de dP_{PV}/dV_{PV} sur la caractéristique de puissance (a) et de la valeur de $\Delta I_{PV}/\Delta V_{PV}$ sur la caractéristique de courant (b).

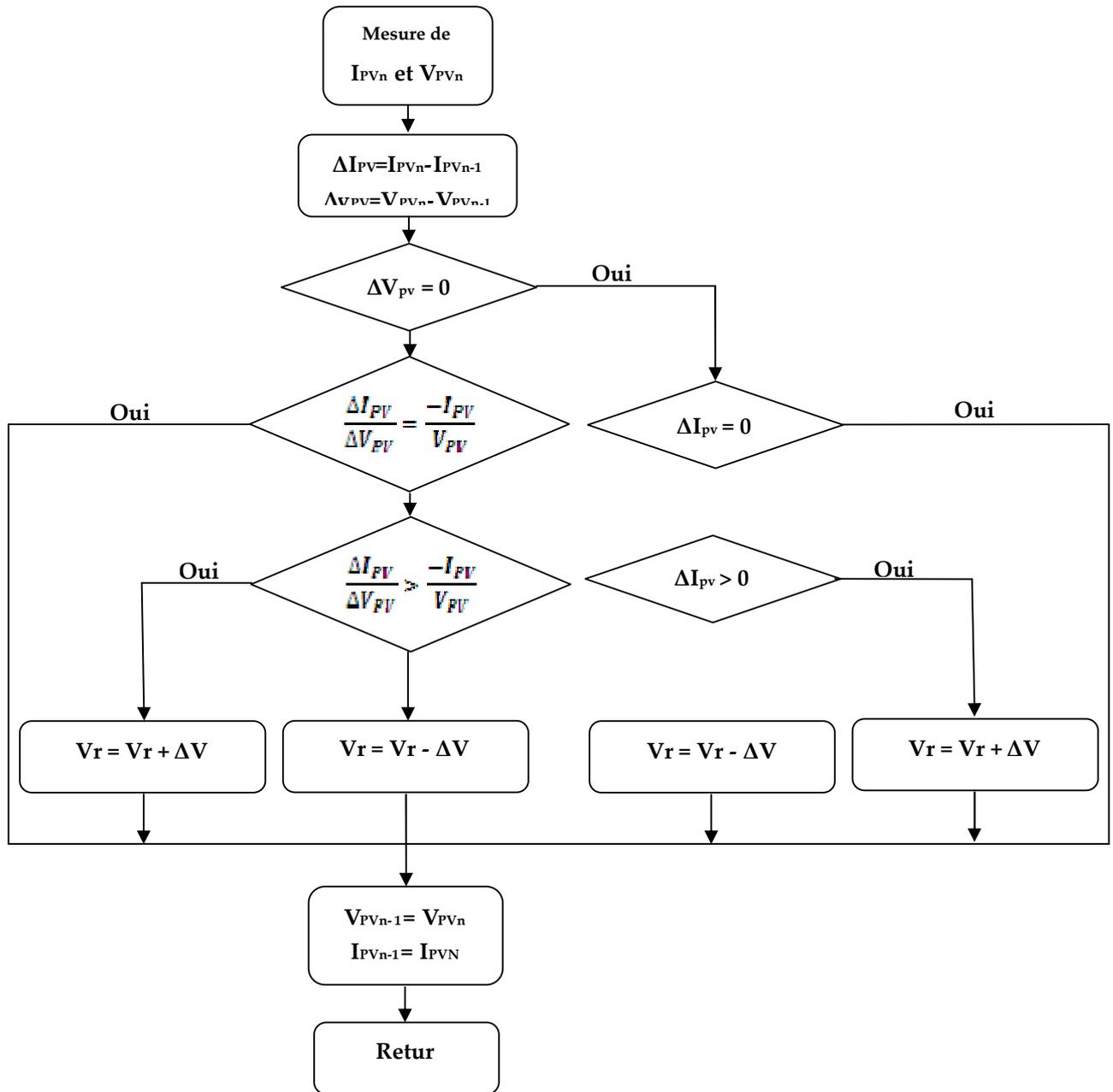
Le lien entre la conductance donnée par l'équation (II.42) et la dérivée de la puissance dP_{PV}/dV_{PV} peut être décrit par l'équation suivante :

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{d(I_{PV} \cdot V_{PV})}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \cdot \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \cong I_{PV} + V_{PV} \cdot \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} \quad (II.46)$$

D'où, on peut alors écrire de nouvelles conditions sur la variation de conductance comme celles données par (II.39) sur la dérivée de puissance :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} > \frac{-I_{PV}}{V_{PV}} \text{ , le point de fonctionnement est à gauche du PPM,} \\ \text{Si } \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = \frac{-I_{PV}}{V_{PV}} \text{ , le point de fonctionnement est sur le PPM,} \\ \text{Si } \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} < \frac{-I_{PV}}{V_{PV}} \text{ , le point de fonctionnement est à droite du PPM.} \end{array} \right. \quad (II.47)$$

Le maximum de puissance peut être alors traqué en effectuant des comparaisons à chaque instant de la valeur de la conductance (I_{PV}/V_{PV}) avec celle de l'incrément de conductance ($\Delta I_{PV}/\Delta V_{PV}$), comme l'illustre l'algorithme de la figure(II.25). V_r correspond à la tension de référence et force le GPV à fonctionner à cette valeur. Si on est au PPM, alors la tension V_r correspond bien à la tension optimale V_{OPT} . Une fois le PPM atteint, le point de fonctionnement peut être maintenu sur cette position jusqu'à la détection d'une variation de ΔI_{PV} . Cela indique alors un changement de conditions climatiques, donc un nouveau PPM à rechercher. Pour cela, l'algorithme incrémente ou décrémente la valeur de V_r jusqu'à atteindre le PPM.



Figure(II.25): Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode Incrément de Conductance.

Théoriquement, avec la méthode de contrôle de type Inc Cond, il est possible de trouver un PPM et de s'y immobiliser en stoppant la perturbation. Dans ce cas-là, ΔV_{PV} est nul et c'est le contrôle de l'apparition de ΔI_{PV} qui permet de réactiver l'ajustement de la valeur de V_r pour atteindre un nouveau PPM. Ceci se produit par exemple lors de variations d'ensoleillement.

Ceci constitue en soi une propriété intéressante par rapport aux deux types de MPPT précédents car en régime établi, il n'y a pas de pertes par rapport au PPM. De plus, cette méthode ne présente pas de risques de divergence par rapport au PPM.

En pratique, le système présente une oscillation comme la commande P&O autour du PPM, à cause du bruit aux niveaux des acquisitions des paramètres d'entrée (I_{PV} et V_{PV}) et de la difficulté au système de bien analyser si la relation : $\frac{I_{PV}}{V_{PV}} + \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = 0$ est bien remplie ou non. Ainsi, en réalité, cette condition n'étant jamais obtenue, le système est toujours en train de la rechercher.

Par rapport à la commande P&O, le temps d'exécution de l'algorithme est plus long car ce dernier est plus complexe. De ce fait, l'intervalle de temps entre deux échantillons de tension et de courant est augmenté engendrant un retard sur la détection des variations climatiques.

L'analyse de ces deux méthodes de recherche, montre qu'elles ne sont pas trop éloignées sur leur fonctionnement en pratique ni sur les compromis à effectuer entre précision et rapidité au niveau de la valeur de la variable d'incrément. Les divers essais extraits de la littérature montrent que ce type de commande peut être performant dans certaines conditions mais ne permettent pas de dire que tel mode de recherche est plus performant qu'un autre et quand car les conditions de test et les valeurs de variable d'incrément ne sont pas similaires. En revanche, ils donnent une estimation d'un rendement qui peut être élevé et du temps de réponse selon le pas d'incrément choisi, en faisant aujourd'hui des commandes les plus performantes du marché sur les produits commerciaux.

II.9. Les technologies de stockage de l'électricité:

L'électricité photovoltaïque est produite par des associations de cellules montées de manière à collecter une intensité électrique suffisante sous une tension proche des utilisations classiques en courant continu (typiquement 12V, 24V ou 48V) ou, via des opérations de conversion adaptée, sous la tension nominale des récepteurs en courant alternatif. Lors des périodes de luminosité suffisante cette

énergie peut être consommée immédiatement sur place mais il est évident que les besoins peuvent persister pendant les périodes nocturnes et pendant celles de faible ensoleillement (période hivernale, couverture nuageuse persistante). Il faut ainsi prévoir, pour une installation non raccordée à un réseau de distribution, une solution de stockage performante adaptée aux caractéristiques spécifiques du photovoltaïque.

II.9.1. La batterie :

Dans notre recherche d'une énergie dissipée minimale, et donc d'une énergie utile maximale, la batterie représente un choix stratégique de premier ordre.

Pour pouvoir choisir, nous avons d'abord dû comprendre les différents accumulateurs du commerce, leurs techniques de charges, et les contraintes que chacun impose au système.

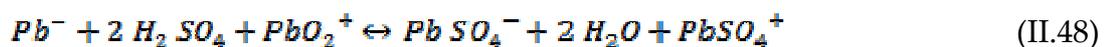
II.9.2. Choix de la technologie :

L'élément fondamental dans le choix de notre batterie a été la densité énergétique des éléments, qui doit être maximale (car plus elle est grande, plus la batterie sera légère à caractéristique donnée), sans toutefois avoir des éléments trop instables en charge qui les rendrait trop difficile à utiliser dans notre système.

Le choix final s'est porté sur les accumulateurs au Plomb (Pb), pour différentes raisons. Tout d'abord, leur stabilité relative lors de la charge (contrairement au Li-Ion qui peuvent exploser) puis pour un certain gain de poids de l'ordre de 500g, entre les autres technologies.

II.9.3. Constitution chimique et caractéristique :

Dans ces accumulateurs, l'électrolyte est une solution aqueuse d'acide sulfonique donnée par la réaction réversible suivante:



L'électrode positive est le dioxyde de plomb et le plomb forme l'électrode négative. La tension varie entre 1.7et2.4v par élément. Il existe au moins 4 catégories d'accumulateur ou Pb:

- ✓ plomb pur de type plant.
- ✓ plomb à fort taux d'antimoine (batterie de démarrage).
- ✓ plomb à faible taux d'antimoine (application solaire).
- ✓ plomb –calcémie.

II.9.4. Modèle mathématique des batteries au plomb :

Dans la littérature, des auteurs ont utilisé le modèle représenté sur la figure (II.26). Le modèle décrit le comportement primaire d'une batterie correctement, mais n'explique pas les propriétés lentement changeantes d'une batterie telles que l'augmentation et la diminution de la tension de fonctionnement provoquée par le processus de la charge et de la décharge.

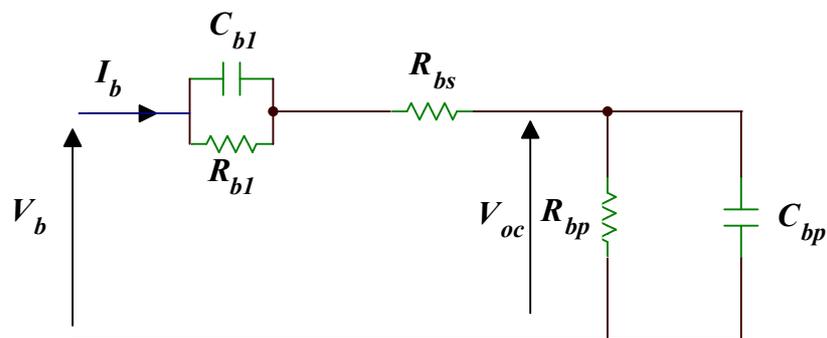


Figure (II.26) : Modèle équivalent de la batterie.

Le schéma fonctionnel de ce modèle implémenté sur Simulink comme suit :

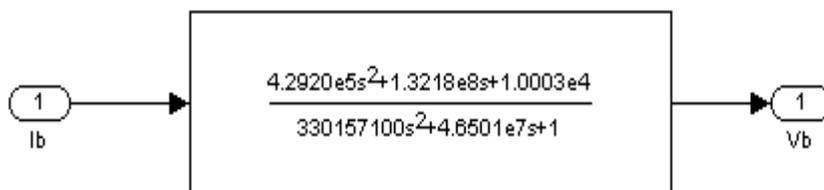


Figure (II.27) : Schéma bloc de la batterie sous Simulink.

Ce modèle inclut les composants équivalents pour toutes les caractéristiques de fonctionnement principales d'une batterie plomb-acide:

La capacité électrochimique de la batterie est représentée par le condensateur C_{bp} et sa

valeur est donnée par l'expression générale de l'énergie.

$$E_c = \frac{1}{2} C V_c^2 \quad (\text{II.49})$$

Avec C étant la capacité et V_c la tension du condensateur.

A la différence d'un condensateur, la tension d'une batterie ne sera pas égale à zéro à son plus bas état de charge. C'est équivalent à un condensateur ayant un niveau minimum de charge égale à l'énergie E_{cmin} . La capacité entièrement chargée de la batterie est représentée par un niveau maximum de charge E_{cmax} .

Ceci est indiqué par l'équation suivante:

$$E_b = E_{cmax} - E_{cmin} = \frac{1}{2} C V_{cmax}^2 - \frac{1}{2} C V_{cmin}^2 = \frac{1}{2} C_{bp} (V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2) \quad (\text{II.50})$$

L'énergie E_b est donnée par le constructeur de la batterie directement en Kilowatt par heure (kwh). Les tensions V_{cmax} et V_{cmin} sont la tension maximale et la tension minimale de la batterie en circuit ouvert respectivement. La conversion de l'équation (II.44) mène finalement à une expression pour le condensateur représentant la capacité de la charge de la batterie.

$$C_{bp} = \frac{2E_b}{V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2} \quad (\text{II.51})$$

La résistance interne de la batterie est représentée par les deux résistances R_{bs} et R_{bl} en série ; la résistance en bloc d'électrolyte et de plaque est représentée par la résistance R_{bs} tandis que la résistance R_{bl} représente la diffusion d'électrolyte.

On peut exprimer la tension de batterie V_b en fonction de la tension de batterie en circuit ouvert et les autres composants R_{bl} , R_{bs} et C_{bl} avec la constante du temps $C_{bl} R_{bl} = \tau$.

$$V_b = V_{oc} + R_{bl} (1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right)) + R_{bs} i_b \quad (\text{II.52})$$

Avec : V_{oc} La tension du circuit ouvert.

i_b Le courant de batterie.

L'impédance équivalente du système de la figure (II.47) :

$$Z(s) = R_{bs} + \frac{R_{bl}}{R_{bl}C_{bl}s+1} + \frac{R_{bp}}{R_{bp}C_{bp}s+1} \quad (II.53)$$

Ce modèle est équivalent à :

$$Z(s) = \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{b_2s^2 + b_1s + b_0} \quad (II.54)$$

Les coefficients a_i et b_i sont employés pour représenter les différents composants :

$$\begin{cases} a_2 = R_{bs}R_{bp}R_{bl}C_{bp}C_{bl} \\ a_1 = R_{bs}R_{bl}C_{bl} + R_{bs}R_{bp}C_{bp} + R_{bl}R_{bp}C_{bp} + R_{bp}R_{bl}C_{bl} \\ a_0 = R_{bs} + R_{bp} + R_{bl} \end{cases} \quad (II.55)$$

$$\begin{cases} b_2 = R_{bl}R_{bp}C_{bl}C_{bp} \\ b_1 = R_{bl}C_{bl} + R_{bp}C_{bp} \\ b_0 = 1 \end{cases} \quad (II.56)$$

C'est la forme finale du modèle mathématique de batterie qui sera employé dans notre simulation du générateur photovoltaïque.

II.10.Simulation : Nous avons utilisé un module solaire contenant 36 cellules en série, une résistance et une batterie au plomb comme charges.

II.10.1.Simulation de l'association générateur photovoltaïque-hacheur :

Pour poursuivre le point de puissance maximum lors d'une variation de la température, de l'éclairement, et surtout de la charge, on adopte l'algorithme perturbation et observation.

La simulation de la chaîne élémentaire : *GPV_Hacheur_Charge* est réalisée par le logiciel « Matlab/Simulink ». Le bloc de simulation est motionné sur les figures (II.28 et II.29)

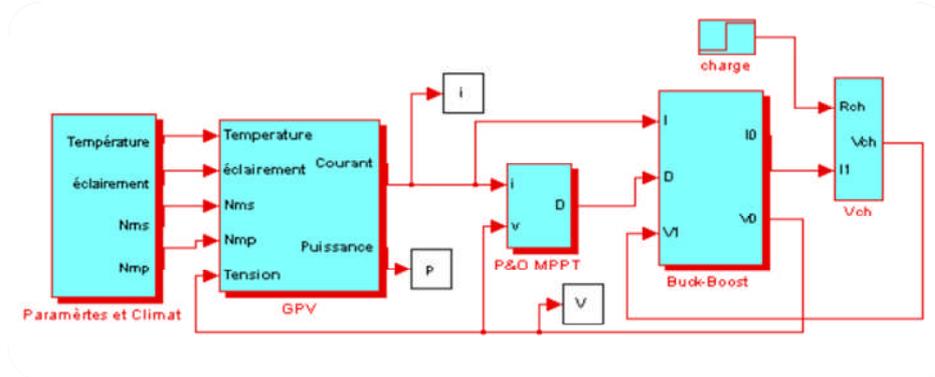


Figure (II.28) : Schéma bloc de GPV-MPPT-Hacheur-Charge

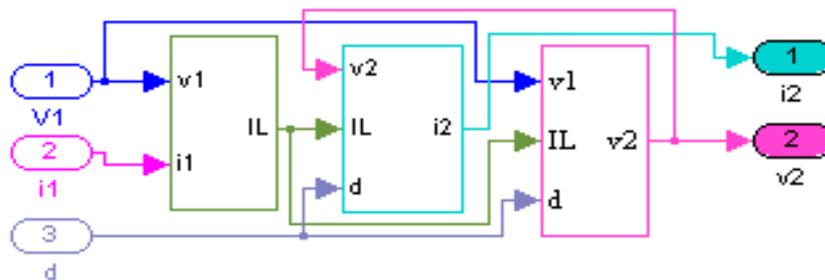


Figure (II.29): Schéma bloc de hacheur

II.10.2. Analyse du point de fonctionnement du GPV :

Pour qu'on puisse extraire les paramètres du GPV, on le fait fonctionner dans les conditions standard de fonctionnement ($T = 25^\circ\text{C}$ et $E = 1000 \text{ w/m}^2$), ces paramètres sont : la tension de circuit ouvert V_{oc} , le courant de court-circuit I_{cc} et aussi le point de fonctionnement (V_{opt} I_{opt}).

- MPP ($V_{opt} = 20.21 \text{ V}$, $I_{opt} = 3.07 \text{ A}$).
- La puissance optimale $P_{opt} = 62.20 \text{ W}$.
- La résistance optimale $R_{opt} = \frac{V_{opt}}{I_{opt}} = 6.58 \Omega$
- Le courant de court-circuit $I_{cc} = 3.2484 \text{ A}$.
- La tension de circuit ouvert $V_{co} = 24.931 \text{ V}$.

II.10.3. Test de poursuite de la puissance maximale

Pour ce test, on effectue deux essais, avec et sans l'algorithme MPPT définis comme suit :

- Une résistance variable comme charge.

➤ Une batterie comme charge.

➤ Premier essai :

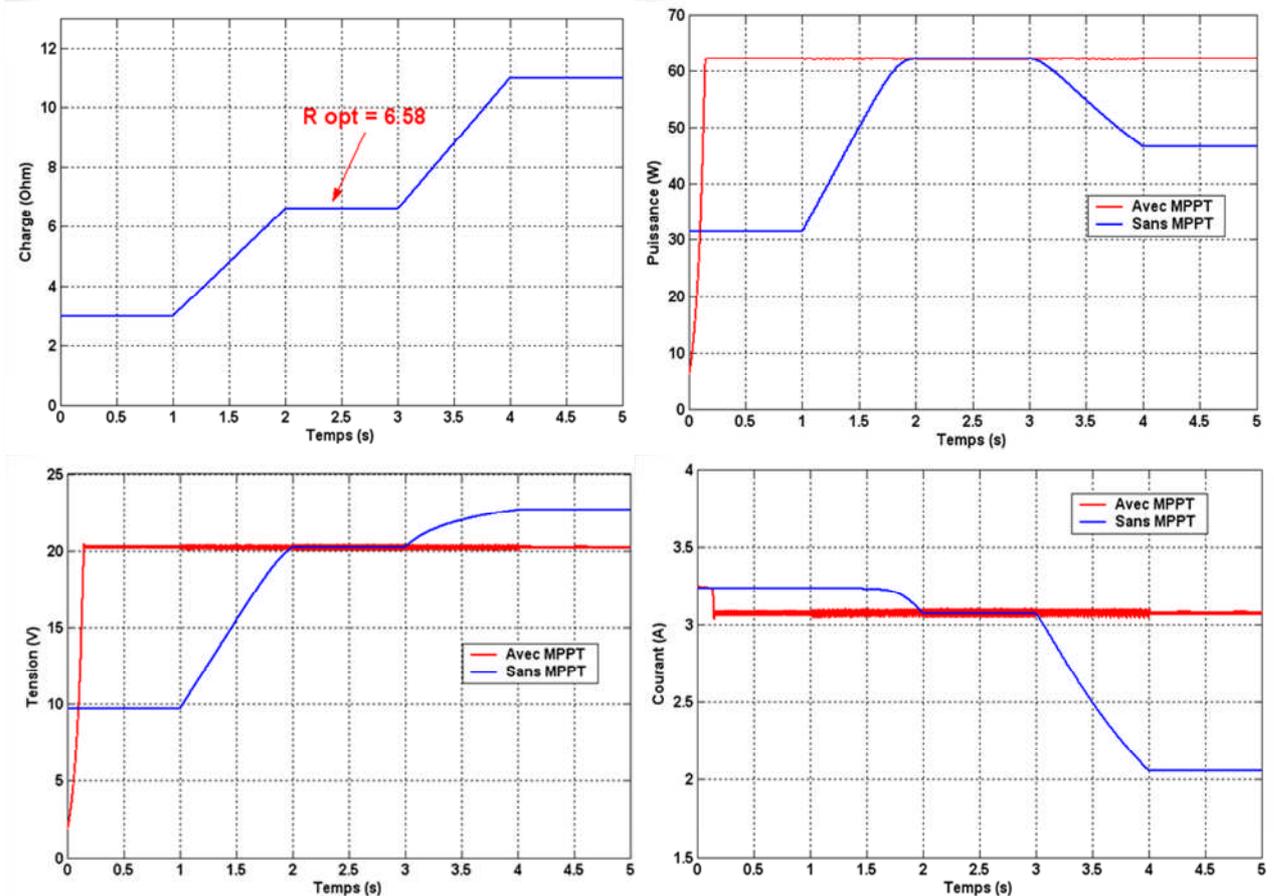


Figure (II.30): L'Influence, en fonction du temps, d'une variation de la charge sur la puissance, la tension et le courant.

D'après cet essai, on peut dire que le GPV sans contrôleur MPPT ne travaille à sa puissance maximale que pour une charge égale à la charge optimale. Par contre, avec cet algorithme MPPT, il suit toujours la puissance maximale quelque soit la variation de la charge. On remarque aussi que la tension est stable avec l'algorithme MPPT, par contre elle est variable en fonction de la charge sans ce dernier.

➤ Second essai :

On prenant une batterie comme charge, on arrive à avoir une puissance maximale, une tension et un courant optimal pour un GPV avec MPPT, et que la tension est plus faible sans les algorithmes MPPT qui montre les pertes sans régulation.

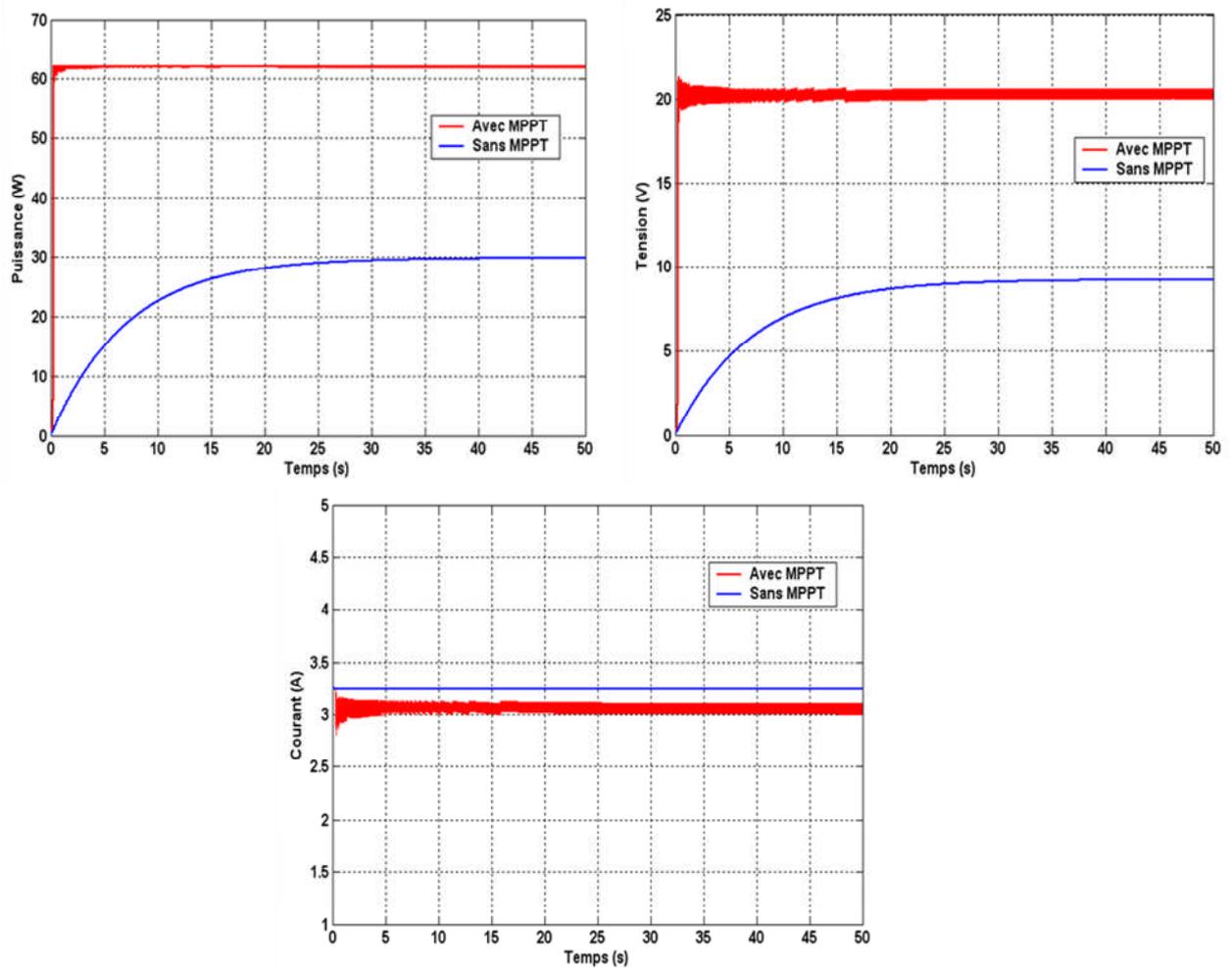


Figure (II.31) : Résultats avec batterie comme charge

II.10.4. Influence des paramètres climatiques sur la puissance maximale du GPV :

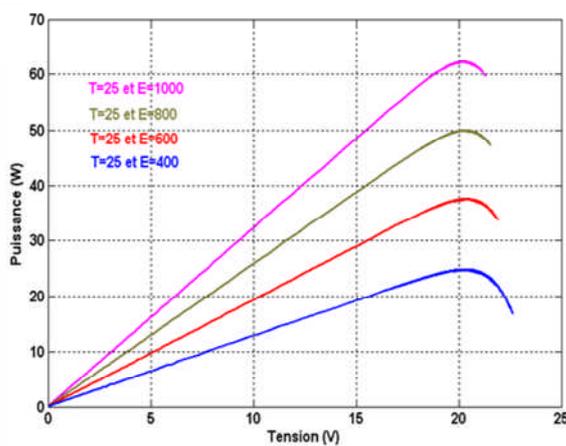


Figure (II.32): Influence de l'ensoleillement sur la caractéristique P-V pour $T=25^{\circ}\text{C}$.

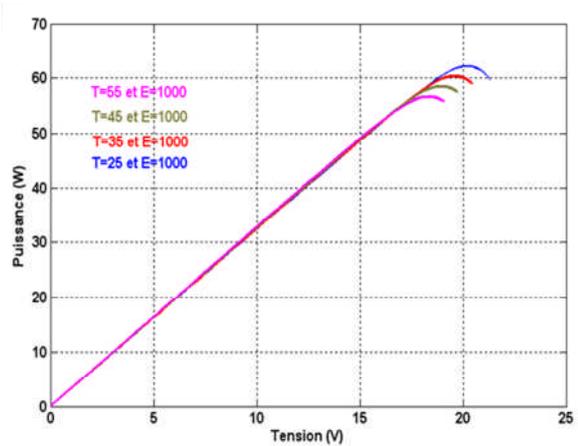


Figure (II.33): Influence de température sur la caractéristique P-V pour $E=1000 \text{ w/m}^2$.

II.10.5. Etude de la robustesse du MPPT :

Afin de valider le fonctionnement du MPPT sur le GPV, on procède par l'introduction des variations sur les différentes grandeurs intervenant sur le fonctionnement de MPPT. Pour cela, nous avons introduit des échelons pour quelques grandeurs entre deux instants $t_1=1s$ et $t_2=3s$.

II.10.6. Variation de la température :

On suppose une augmentation de la température de $25^{\circ}C$ à $50^{\circ}C$ entre les instants $t_1=1s$ et $t_2=3s$, les résultats de simulation sont représentés sur les figures suivantes :

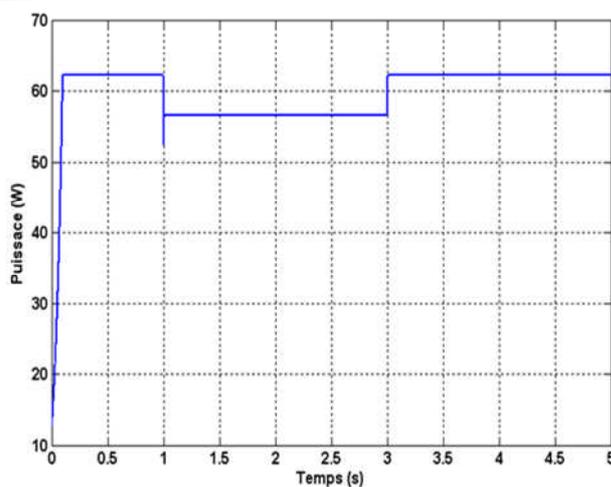


Figure (II.34): Résultats de simulation pour une variation de température.

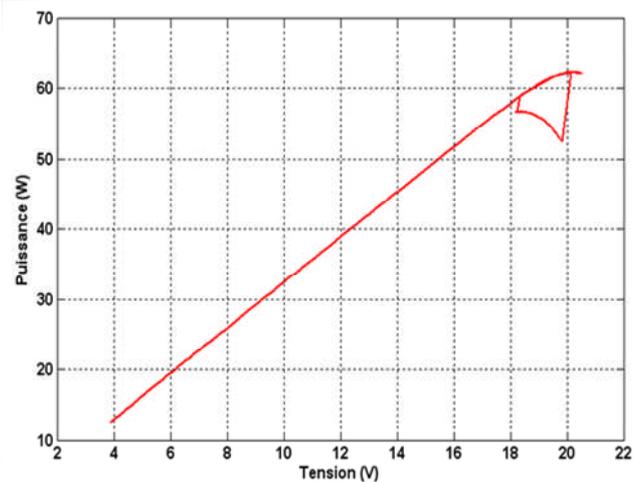
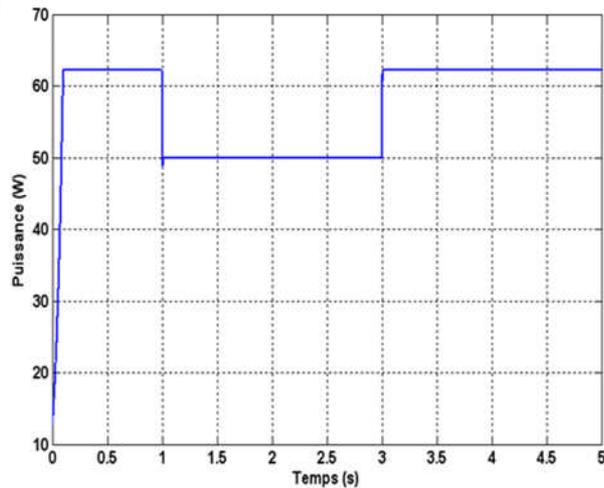


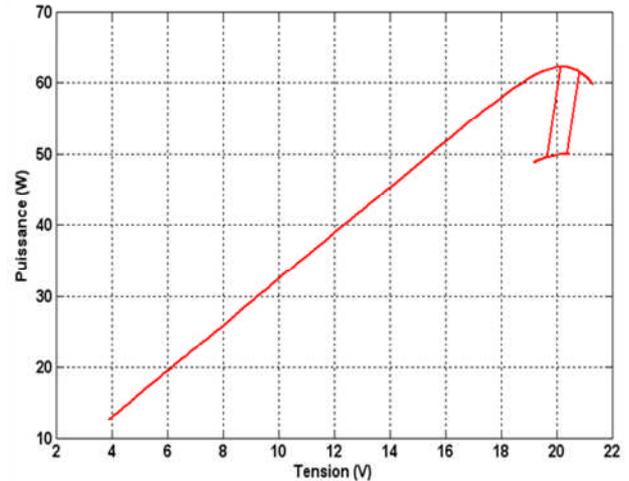
Figure (II.35): Déviation du MPP pour une variation de température.

II.10.7. Variation de l'ensoleillement :

On suppose une diminution de l'éclairement de 1000 à 800 w/m^2 entre les instants $t_1=1s$ et $t_2=3s$. Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures (II.36 et II.37)



Figure(II.36): Résultats de simulation pour une variation d'éclairement.



Figure(II.37): Déviation du MPP pour une variation d'éclairement.

II.10.8. Interprétation des résultats :

La figure (II.30) montre, qu'après un régime transitoire qui dure 0.2 seconde, c'est le temps de réponse de l'algorithme P & O, toutes les grandeurs de sortie du GPV oscillent autour de leurs valeurs optimales, ce qui implique qu'on ne peut jamais avoir la valeur exacte de la puissance optimale à cause de ces oscillations.

On constate aussi que, malgré le changement de la charge, notre MPPT a conservé les valeurs optimales du GPV, donc un bon rendement par rapport à un GPV sans MPPT.

Les figures (II.32 et II.33) montrent respectivement que la puissance maximale diminue avec la diminution de l'éclairement et l'augmentation de la température.

Nous remarquons aussi que la puissance débitée par le GPV avec MPPT est supérieure à celle obtenue sans MPPT

La figure (II.34), montre que l'augmentation de la température implique une diminution de la puissance maximale, ce qui provoque un déplacement du point de puissance maximale (figure I.35). Une fois la température se stabilise, la puissance revient à son état initial.

La figure (II.36), montre l'effet de diminution de la puissance, causée par une diminution de l'ensoleillement, ce qui engendre une déviation du point de puissance

maximale MPP (figure II.37). Une fois l'ensoleillement se stabilise, la puissance revient à son état initial.

II.11.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons abordé le principe de fonctionnement de trois topologies de base des convertisseurs DC-DC et leur modèle mathématique.

Nous avons également montré l'intérêt d'utiliser par les consommateurs de cette énergie, les GPV menu d'un contrôleur MPPT.

L'étude menée sur les conditions d'adaptation des trois topologies montre que le hacheur Buck-Boost est le seul à permettre un suivi efficace du point de puissance maximale et ce quel que soit la valeur de la charge et les variations météorologiques (température et éclairage) et internes (résistance série et shunt).

Différents résultats de sortie du GPV, pour différentes valeurs d'ensoleillement, de température ont été obtenus en simulant avec et sans contrôleur MPPT. Ces résultats confirment le bon fonctionnement du GPV avec un contrôleur MPPT, qui permet d'extraire le maximum de puissance du GPV.

Le chapitre suivant fera l'objet de l'étude de la modélisation et la stratégie de commande d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

Chapitre III

Modélisation et Commande
d'un Onduleur à Trios Niveaux
à Structure NPC

Chapitre III :

Modélisation et Commande d'un Onduleur à Trios Niveaux à Structure NPC

III.1. Introduction :

La technologie de conversion de l'énergie continu-alternatif en utilisant les convertisseurs statiques est une partie de l'électronique de puissance en pleine croissance.

Cela tient essentiellement à deux raisons :

La première est l'étendue du domaine de leurs applications: systèmes d'entraînements à vitesse variable, utilité d'interconnexion, alimentation de sécurité...etc [43].

La seconde vient de l'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance et de l'apparition de nouveaux composants permettant l'implantation de nouvelles stratégies de commande plus performantes (modulation de largeur d'impulsion, modulation vectorielle). Cela permet d'adapter pour chaque application la structure de l'onduleur et la stratégie de commande qui lui conviennent le mieux.

Malgré leurs nombreux avantages, les onduleurs conventionnels présentent certains inconvénients tels que:

- l'usage limité aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement;
- la détérioration prématurée des roulements causée par l'apparition des tensions homopolaires à l'arbre du moteur.

Pour surmonter ces problèmes, un nouveau type d'onduleur a été introduit, en l'occurrence, l'onduleur multi niveaux. Ce type d'onduleur présente plusieurs avantages, parmi les plus importants on mentionne:

- il peut générer des tensions très proche de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale ;
- il réduit les tensions du mode homopolaire ;
- il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.

D'où l'intérêt d'une présentation des différentes structures des onduleurs multi niveaux, de leurs caractéristiques, des contraintes imposées aux composants qui les constituent.

L'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-conducteurs et l'orientation des concepteurs vers la technologie des composants hybrides tels que l'IGBT ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, les onduleurs multi niveaux. Ils sont mieux adaptés aux applications de grandes puissances parce qu'ils réduisent les contraintes dues aux phénomènes de commutation sollicitant les interrupteurs.

La première structure d'onduleurs multi niveaux à apparaître est le NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux. L'extension de cette topologie, aux niveaux supérieurs à trois, a permis l'apparition de la topologie d'onduleur multi niveaux à diode de bouclage (Diode Clamped Inverter).

Le travail présenté dans ce chapitre décrit l'étude détaillée de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC et leurs stratégies de commande.

III.2. Onduleurs multi niveaux [13], [43]: Aperçu

En général, les onduleurs de tension multi niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets.

Les principaux avantages de cette approche sont récapitulés comme suit:

➤ la tension des dispositifs existants peut être augmentée plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statique et dynamique (connues dans les interrupteurs connectés en série).

➤ les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multi niveaux sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux.

➤ les formes d'onde des grandeurs de sorties d'un onduleur multi niveaux limitent naturellement les problèmes des surtensions dues aux réflexions sur les câbles, qui peuvent endommager les enroulements du moteur et causer d'autres problèmes.

Puisque le choix de la meilleure topologie d'onduleurs multiniveaux et de la meilleure stratégie de commande, pour chaque application donnée, n'est pas souvent clair, ces derniers font sans cesse l'objet de nombreuses publications. La figure (III.1) représente les topologies des onduleurs multi niveaux les plus récentes.

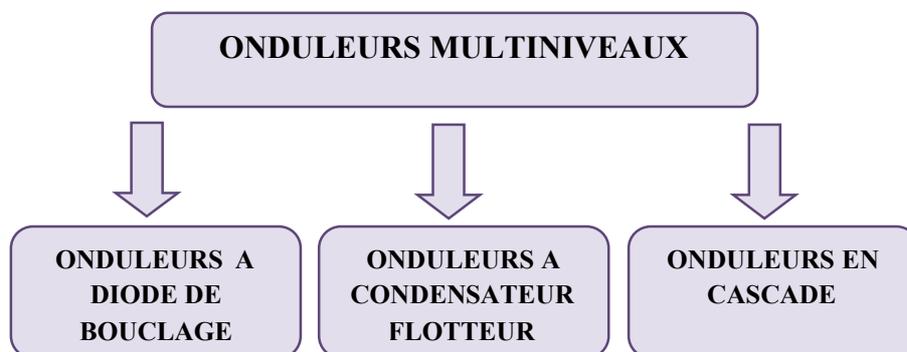


Figure (III.1) : Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux.

De la même façon, les stratégies de modulation et leurs diverses techniques peuvent être divisées comme il est indiqué par la figure (III.2).

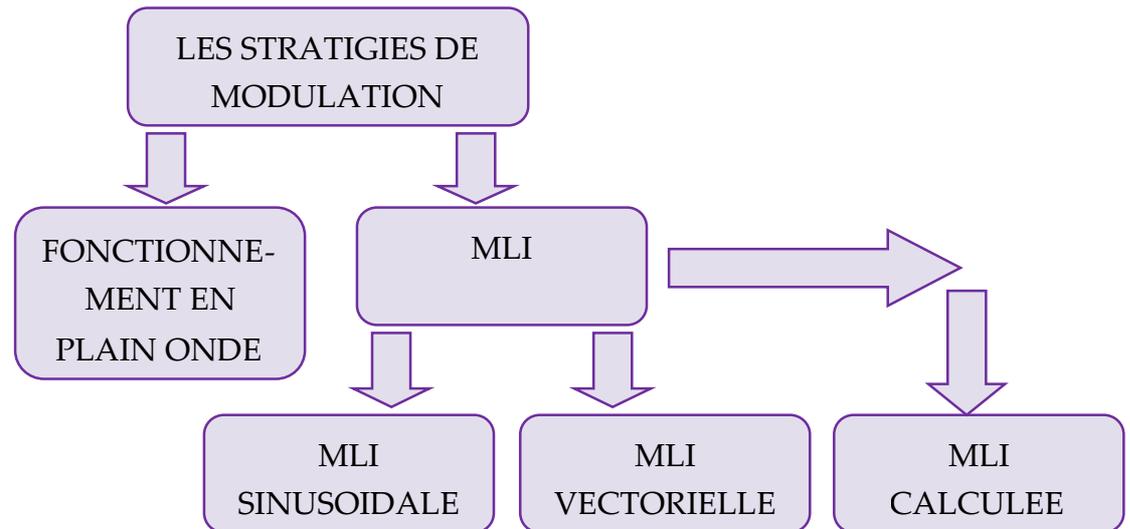


Figure (III.2) : Les différentes techniques de modulation des onduleurs multi niveaux.

III.3.Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC :

III.3.1.Structure de l'onduleur à trois niveaux :

La première structure d'onduleurs multi niveaux à apparaître est le NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux, proposés par Nabae. L'extension de cette topologie, aux niveaux supérieurs à trois, a permis l'apparition de la topologie d'onduleur multi niveaux à diode de bouclage (Diode Clampe d'Inverter).

Le travail présenté dans ce chapitre porte, en premier sur l'étude détaillée de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC: sa structure et son principe de fonctionnement. Ensuite, et afin de généraliser la commande employée dans la topologie NPC, on va étudier les onduleurs pilotés par le réseau et leur spécifications. Enfin, la commande de l'onduleur étudié est réalisée par la stratégie de modulation à MLI (sinusoïdale classique).

L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC étudié se compose de trois bras symétriques constitués chacun de quatre interrupteurs en série, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{k0} notées DD_{k0} et DD_{k1} .

Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche.

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ($U_{c1} + U_{c2}$). Les deux générateurs ainsi que les diodes DD_{k0} et DD_{k1} se trouvent connectés entre eux en un point fictif noté « M ».

La représentation schématique de cet onduleur est donnée par la figure (III.3) où :

- Les tensions continues U_{c1}, U_{c2} sont les tensions d'entrée,
- Les tensions alternatives V_A, V_B, V_C sont les tensions de sortie,
- Les courants i_1, i_2, i_3 sont les courants de sortie.

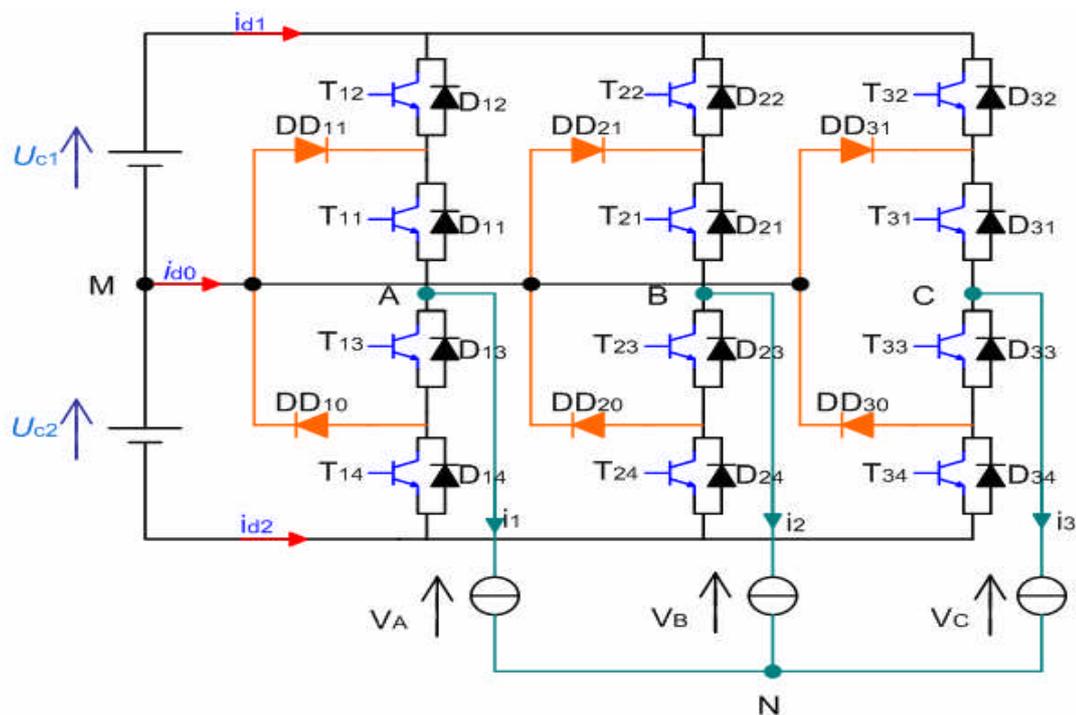


Figure (III.3): Onduleur triphasé à trois niveaux.

III.3.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

La symétrie des onduleurs à trois niveaux permet leur modélisation par bras sans à priori sur la commande. On montre ensuite comment déduire celle d'un onduleur complet.

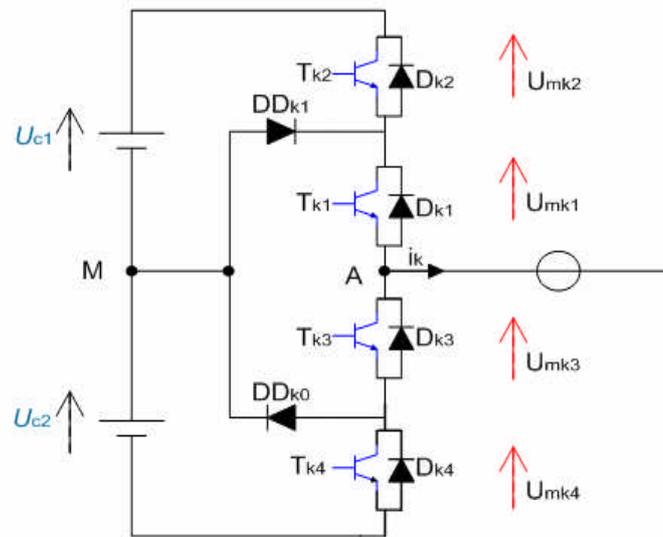


Figure (III.4): Structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.

Pour simplifier la nature de la structure complexe de l'onduleur multi niveaux, on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks} (figure III.5). Et au vu de la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras.

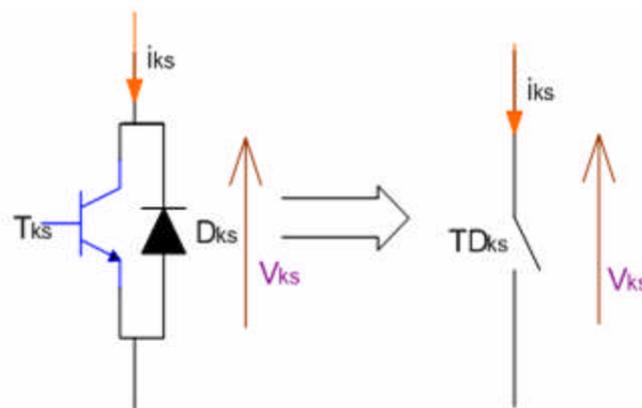


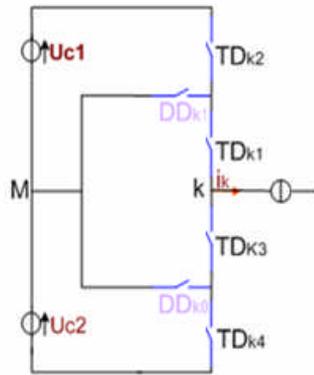
Figure (III.5): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de :

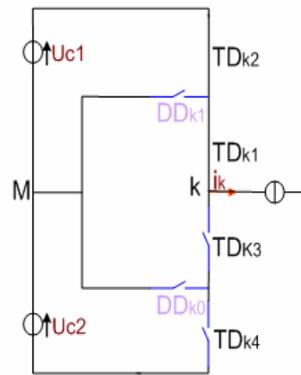
- La commande externe E_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage des semi-conducteurs bicommandables T_{ks}).
- La commande interne définie par les signes des courants du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs.

III.3.2.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

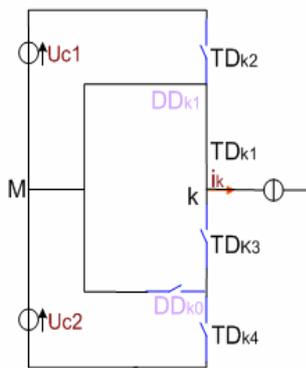
Un bras de l'onduleur définit cinq configurations possibles. Ces différentes configurations sont représentées par la figure (III.6). Le tableau (III.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations.



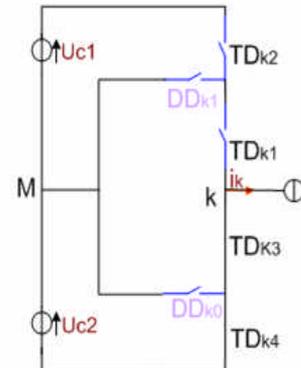
Configuration E_0



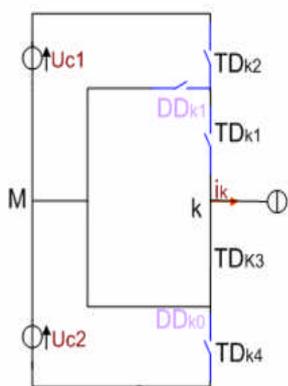
Configuration E_1



Configuration E_2



Configuration E_3



Configuration E_4

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E_0	$i_k=0$
E_1	$V_k=U_{c1}$
E_2	$V_k=0$
E_3	$V_k=-U_{c2}$
E_4	$V_k=0$

Tableau (III.1) : Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras

Figure (III.6): Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

III.3.2.2. Réseau de Pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

L'analyse fonctionnelle réalisée au moyen du formalisme de Pétri consiste à dénombrer les configurations physiquement réalisables, à attribuer à chacune d'elles un modèle électrique équivalent et à définir les conditions de changement des configurations. Ces conditions de transition donnent les réceptivités du réseau de

Pétri de fonctionnement de ce bras. Elles sont des fonctions logiques entre:

- Une commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs de ce bras.

Les différentes réceptivités R_{mn} sont explicitées ci-dessous :

$$R_{01} = [B_{k1} \cap (U_{mk1} > 0) \cap B_{k2} \cap (U_{mk2} > 0)] + [(U_{mk1} < 0) \cap (U_{mk2} < 0)]$$

$$R_{02} = [B_{k2} \cap (U_{mk1} > 0) \cap \bar{B}_{k2} \cap (U_{DDk1} > 0)]$$

$$R_{03} = [B_{k3} \cap (U_{mk3} > 0) \cap B_{k4} \cap (U_{mk4} > 0)] + [(U_{mk3} < 0) \cap (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{04} = [B_{k3} \cap (U_{mk3} > 0) \cap \bar{B}_{k4} \cap (U_{DDk0} > 0)]$$

$$R_{10} = [i_k = 0]$$

$$R_{12} = [B_{k1} \cap \bar{B}_{k2} \cap (i_k > 0)]$$

$$R_{13} = [\bar{B}_{k1} \cap (i_k > 0)] + [B_{k3} \cap B_{k4} \cap (i_k > 0)]$$

$$R_{14} = [B_{k3} \cap \bar{B}_{k4} \cap (U_{DDk0} > 0) \cap (i_k < 0)]$$

$$R_{20} = [i_k = 0]$$

$$R_{21} = [B_{k1} \cap B_{k2} \cap (i_k > 0)]$$

$$R_{23} = [\bar{B}_{k1} \cap (U_{DDk1} > 0) \cap (i_k > 0)]$$

$$R_{30} = [i_k = 0]$$

$$R_{31} = [B_{k1} \cap B_{k2} \cap (i_k > 0)] + [\bar{B}_{k3} \cap (i_k < 0)]$$

$$R_{32} = [B_{k1} \cap B_{k2} \cap B_{k3} \cap (i_k > 0)]$$

$$R_{34} = [B_{k3} \cap \bar{B}_{k4} \cap (t_k < 0)]$$

$$R_{40} = [t_k = 0]$$

$$R_{41} = [\bar{B}_{k4} \cap (t_k < 0)]$$

$$R_{43} = [B_{k3} \cap B_{k4} \cap (t_k < 0)]$$

La figure (III.7) montre le réseau de Pétri série de ce bras de l'onduleur, où R_{mn} représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n .

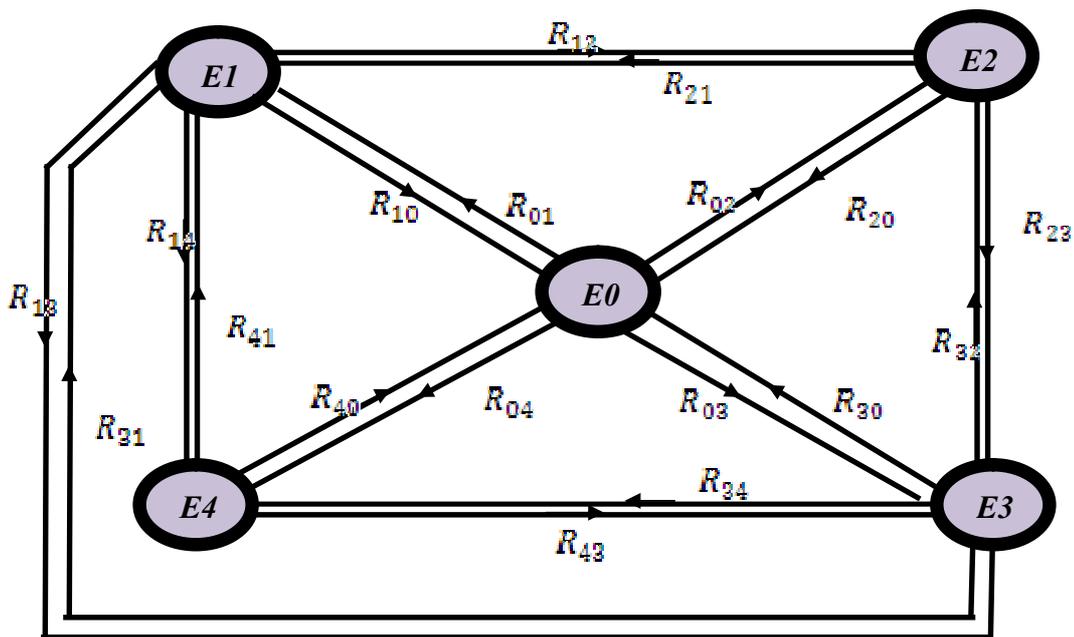


Figure (III.7) : Réseau de Pétri série de fonctionnement d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

III.3.2.3. Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

Chaque bras est équivalent à un interrupteur à trois positions permettant d'obtenir en sortie trois niveaux de tension U_{c1} , 0 et $-U_{c2}$.

La structure de cet onduleur de tension consiste à créer un point sur l'étage de tension continue tel que $U_{c1} + U_{c2} = E$, permettant de générer des créneaux d'amplitudes $-E/2$, 0 et $E/2$. La combinaison de ces niveaux permet d'avoir un fondamental plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique à deux niveaux.

III.3.2.4. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux :

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue de ce convertisseur.

Pour l'onduleur à trois niveaux, cette condition de commandabilité implique que les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et non plus des commandes internes (grandeurs électriques). Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les fonctions de connexion.

Hypothèse :

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant U_c).
- La charge est triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé, alors on a :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou par une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec $B_{k\alpha}$ est le signal de la commande du transistor $T_{k\alpha}$ du bras k.

Le tableau (III.2) montre la table d'excitation associée à cette commande complémentaire.

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	V_{km}
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U_{c1}

Tableau (III .2) : Table d'excitation associée à la commande complémentaire

III.3.2.5.Fonctions de connexion des interrupteurs :

On définit la fonction de connexion de chaque interrupteur TD_{ks} comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{ks} = 1 & \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ F_{ks} = 0 & \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (III.3)$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k, on trouve :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (III.4)$$

La commande complémentaire est exprimée pour les trois bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{11} = 1 - F_{14} \end{cases} \begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{11} = 1 - F_{14} \end{cases} \begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{11} = 1 - F_{14} \end{cases} \quad (III.5)$$

III.3.2.6.Fonctions de connexion des demi-bras :

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit également la fonction de connexion d'un demi-bras notée F_{km}^b .

Où K : Numéro du bras (K=1; 2; 3)

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi-bras du bas} \\ 1 & \text{pour le demi-bras du haut} \end{cases}$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (III.6)$$

III.3.2.7.Fonction de conversion :

Notation :

- V_A, V_B, V_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.
- V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu « M » de l'alimentation continue de l'onduleur.

Les potentiels aux nœuds A, B et C de l'onduleur par rapport au point milieu M s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs et des tensions d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (III.7)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, on aura :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (III.8)$$

D'où : le système matriciel suivant exprimant ces tensions composées au moyen des fonctions de connexion des demi-bras :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \left\{ \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{pmatrix} \cdot U_{C1} \right\} - \begin{pmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{pmatrix} \cdot U_{C2} \quad (III.9)$$

Les tensions simples sont déduites comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \left\{ \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{pmatrix} \right\} \cdot U_{C1} - \begin{pmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{pmatrix} \cdot U_{C2} \quad (III.10)$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} sont exprimés en fonction des courants de charge i_1 , i_2 et i_3 par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_1 + F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_2 + F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_3 \end{cases} \quad (III.11)$$

D'où

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (III.12)$$

Cette relation montre que, pour l'onduleur à trois niveaux, tout se passe comme si le courant i_{d1} était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2} le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du bas.

Le courant i_{d0} est lié aux courants de charge comme suit :

$$i_{d0} = F_{11} \cdot F_{13} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{23} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{33} \cdot i_3 \quad (III.13)$$

D'après les relations précédentes, on déduit que i_{d0} s'écrit sous la forme :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (III.14)$$

$$D'où : i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) i_3 \quad (III.15)$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, le vecteur des grandeurs d'état est $[U_{c1} U_{c2} i_1 i_2 i_3]^T$ et ses entrées internes sont $[V_A V_B V_C i_{d1} i_{d2} i_{d0}]^T$ ou $[U_{AB} U_{BC} U_{CA} i_{d1} i_{d2} i_{d0}]^T$.

$$[V_A V_B V_C i_{d1} i_{d2} i_{d0}]^T = [N(t)] \cdot [U_{c1} U_{c2} i_1 i_2 i_3]^T \quad (III.16)$$

Après avoir défini les matrices de conversion simple $[N(t)]$, on peut présenter le modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux, en mode totalement commandable comme suit

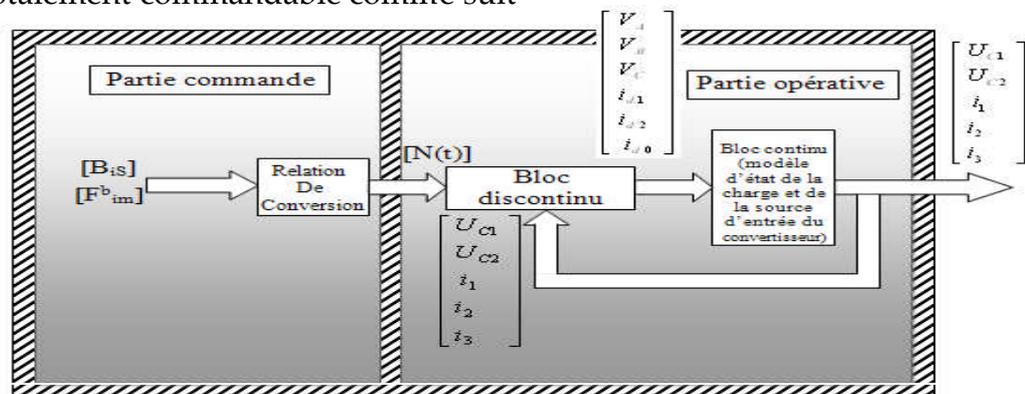


Figure (III.8): Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux

On distingue :

- **La partie commande** : représentée par les équations qui définissent le fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion.
- **La partie opérative** : constituée d'un bloc continu et d'un bloc discontinu :
 - Le bloc discontinu délivrant les entrées interne générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion.
 - Le bloc continu représentant le modèle de la charge de l'onduleur et de la source de tension d'entrée.

III.3.3. Modélisation aux valeurs moyennes :

Pour passer du modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux au modèle de commande, on introduit la notion de fonctions génératrices qui permet d'approcher le bloc discontinu par un bloc continu.

III.3.3.1. Fonctions génératrices de connexion des demi-bras :

Le modèle de connaissance fait intervenir des variables de nature différente (variables discrètes et variables continues).

Pour obtenir une modélisation en valeur moyenne des variables discrètes on définit la fonction génératrice de connexion du demi-bras F_{img}^b comme étant la valeur moyenne de la fonction discontinue F_{im}^b sur une période de commutation T:

$$F_{img}^b = \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} F_{im}^b d\tau \quad \text{avec } 0 \leq F_{img}^b \leq 1 \quad (\text{III.17})$$

On définit les matrices génératrices de conversion simple et composée comme suit :

$$N_g(t) = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(1+k)T} N(\tau) d\tau \quad (\text{III.18})$$

$$M_g(t) = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(1+k)T} M(\tau) d\tau \quad (\text{III.19})$$

Les fonctions génératrices permettent l'approximation du bloc discontinu du modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux par un bloc continu. Le modèle ainsi obtenu est un modèle au sens des valeurs moyennes de l'onduleur.

En utilisant ces fonctions génératrices de connexion et de conversion, on aboutit au système suivant:

$$[V_A V_B V_C i_{a1} i_{a2} i_{a0}]^T = [N_g(t)] \cdot [U_{c1} U_{c2} i_1 i_2 i_3]^T \quad (III.20)$$

$$N_g(t) = \begin{pmatrix} \frac{2F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b}{3} & \frac{2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{F_{11g}^b + 2F_{21g}^b - F_{31g}^b}{3} & \frac{F_{10g}^b + 2F_{20g}^b - F_{30g}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{F_{11g}^b - F_{21g}^b + 2F_{31g}^b}{3} & -\frac{F_{10g}^b - F_{20g}^b + 2F_{30g}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & 1 - F_{11g}^b - F_{10g}^b & 1 - F_{21g}^b - F_{20g}^b & 1 - F_{31g}^b - F_{30g}^b \end{pmatrix} \quad (III.21)$$

Comme le neutre de la charge est isolé on applique les relations (III.1) et (III.14)

Le système (III.21) peut être réduit à :

$$[V_A V_B i_{a1} i_{a2}]^T = [N_{rg}(t)] \cdot [U_{c1} U_{c2} i_1 i_2]^T \quad (III.22)$$

Avec

$$N_{rg}(t) = \begin{pmatrix} \frac{2F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b}{2} & -\frac{2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{F_{11g}^b + 2F_{21g}^b - F_{31g}^b}{2} & -\frac{F_{10g}^b + 2F_{20g}^b - F_{30g}^b}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b \end{pmatrix} \quad (III.23)$$

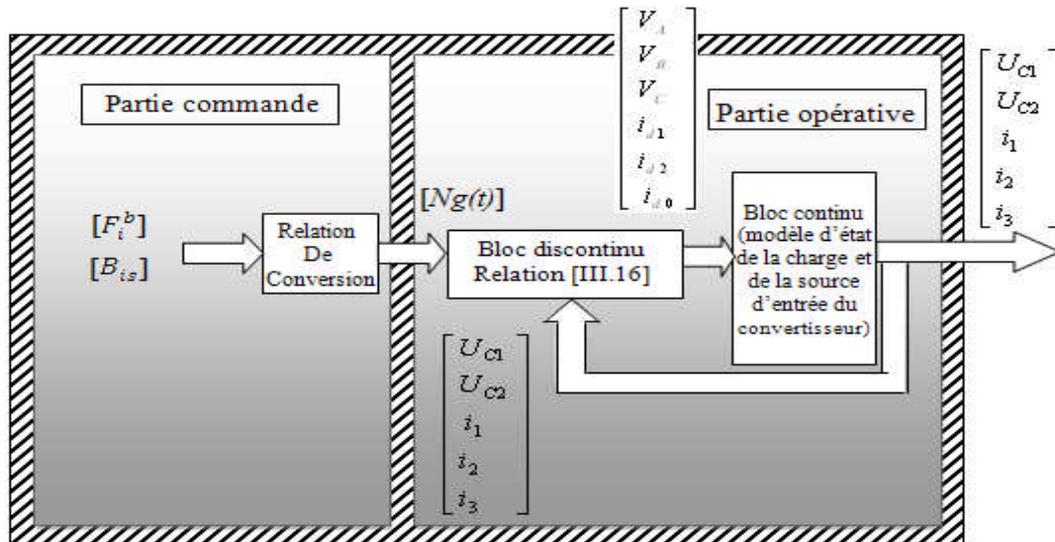


Figure (III.9): Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

III.4.Stratégie de Commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC :

Les récents progrès technologiques dans le domaine des dispositifs à semi-conducteurs ont élargi le domaine d'application des techniques de modulation de largeur d'impulsions dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques.

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions ont été proposées. Elles consistent à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.

Dans cette partie, nous élaborant trois stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux qui sont :

- Modulation triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses bipolaire.
- Modulation vectorielle.
- Modulation calculée.

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la largeur de la zone linéaire de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

III.4.1.Principe de la modulation de largeur d'impulsions MLI :

La modulation de largeur d'impulsion (pulse width modulation: PWM) consiste alors à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable en adoptant une fréquence de commutation supérieure à celle des grandeurs de sortie de l'onduleur, ainsi elle permet :

- De repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie; ce qui facilite le filtrage. Aussi, la multiplication du nombre des impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette tension et d'obtenir une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde.

- De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie. Cependant, l'essor de la modulation MLI est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi-conducteurs de puissance, la montée en fréquence de découpage limite la puissance transmise et augmente les pertes par commutations.

Les caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsions sont :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence : $m = f_p/f_r$. (III.24)

- Le coefficient de réglage en tension r (Taux de modulation) égal au rapport de l'amplitude V_{rm} de la référence à tension crête V_{pm} de la porteuse :

$$r = V_{rm} / V_{pm} \quad \text{(III.25)}$$

- Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD (Total Harmonic Distorsion), défini par le rapport de la racine de la somme quadratique des amplitudes des harmoniques au carré, à l'amplitude du fondamental de la tension :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} X_n^2}}{X_1} \tag{III.26}$$

La modulation est dite synchrone si l'indice m est entier, c.à-d. lorsque la fréquence de la porteuse f_p est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence f_r . En modulation synchrone, si l'indice de modulation m est impair le développement en série de fourrier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impaires. Si l'indice m est pair, on trouve les harmoniques paires et impaires.

La modulation est dite asynchrone si l'indice m n'est pas entier, elle est utilisée pour des valeurs suffisamment élevées. En modulation synchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.

III.4.2. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel :

III.4.2.1. Principe de la commande :

La technique MLI sinusoïdale est une technique très utilisée en industrie et est largement passée en revue dans la littérature. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.

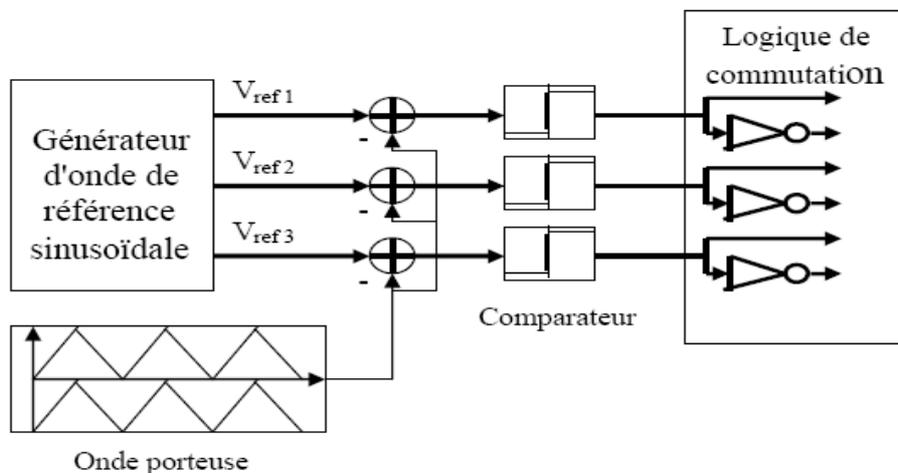


Figure (III.10): Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de référence (modulante) à une porteuse (Figure (III.10)). Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

Les deux porteuses sont identiques et déphasées d'une demi période de hachage $\frac{1}{2f_p}$ l'une de l'autre afin d'améliorer le taux d'harmoniques de la tension de sortie .

La porteuse choisie est celle triangulaire bipolaire. Elle permet une réduction du taux d'harmoniques. Ces harmoniques sont centrées autour des fréquences multiples de $2.m.f$.

Les tensions deréférences sont données par l'équation suivante :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III.27)$$

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_c \left(+4\frac{t}{T_p}\right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_c \left(-4\frac{t}{T_p}\right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p1}(t) = U_{p1}\left(t + \frac{T_p}{2}\right) \end{cases} \quad (III.28)$$

La figure (Figure (III.11)) montre les différents signaux de cette stratégie.

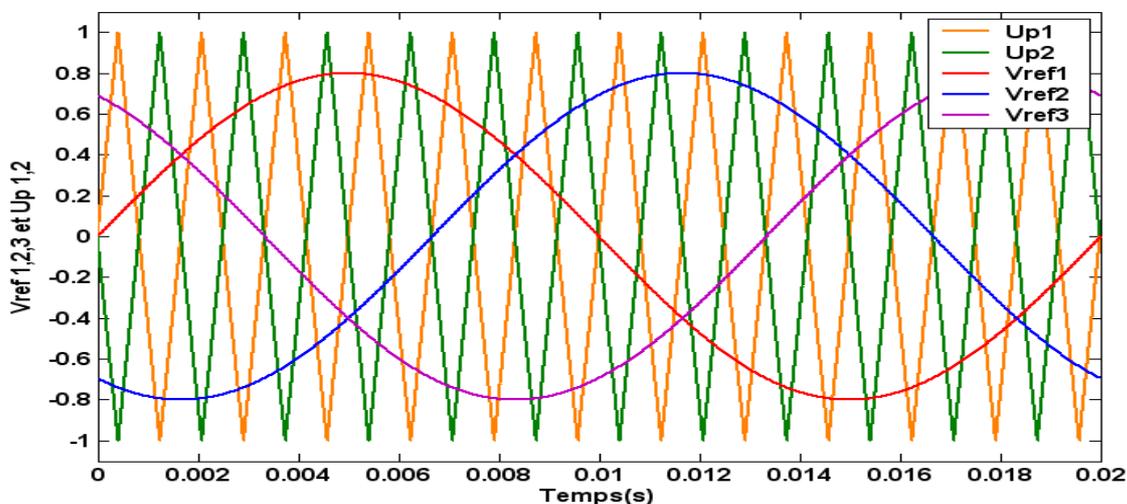


Figure (III.11): Les différents signaux de la stratégie (m =12, r =0.8)

La tension simple générée par cette technique est proche de la sinusoïde. Pour réduire les harmoniques, on agit sur deux paramètres caractérisant cette stratégie de commande (m et r).

Un choix judicieux de m permet de rejeter les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite le filtrage et le paramètre r est choisi de telle sorte que l'amplitude de la référence reste inférieure à celle de la porteuse pour que certaines intersections ne disparaissent pas.

III.4.2.2.L'algorithme de commande :

L'algorithme de la commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour l'onduleur à trois niveaux pour un bras K, peut être résumé en deux étapes :

Etape 1: la détermination des signaux intermédiaires V_{k1} et V_{k2} .

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow \begin{cases} V_{k1} = U_{c1} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{k2} = 0 \end{cases} \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow \begin{cases} V_{k1} = 0 \\ V_{k2} = V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -U_{c2} \end{cases} \end{cases} \quad (III.29)$$

Avec : $U_{c1} = U_{c2} = U_c = \frac{E}{2}$

Et U_{p1}, U_{p2} Sont les deux porteuses triangulaire (Figure (III.10))

Etape 2 : la détermination du signal V_{k2} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{k1} = U_{c1} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -U_{c2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (III.30)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (III.31)$$

III.4.2.3. Résultats de simulation:

Le figure (III.12), représente la tension simple V_a de l'onduleur à trois niveaux, commandé par la stratégie triangulo_ sinusoidale à deux porteuses bipolaires, et son spectre d'harmoniques respectivement pour $m=6, 9, 15$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$.

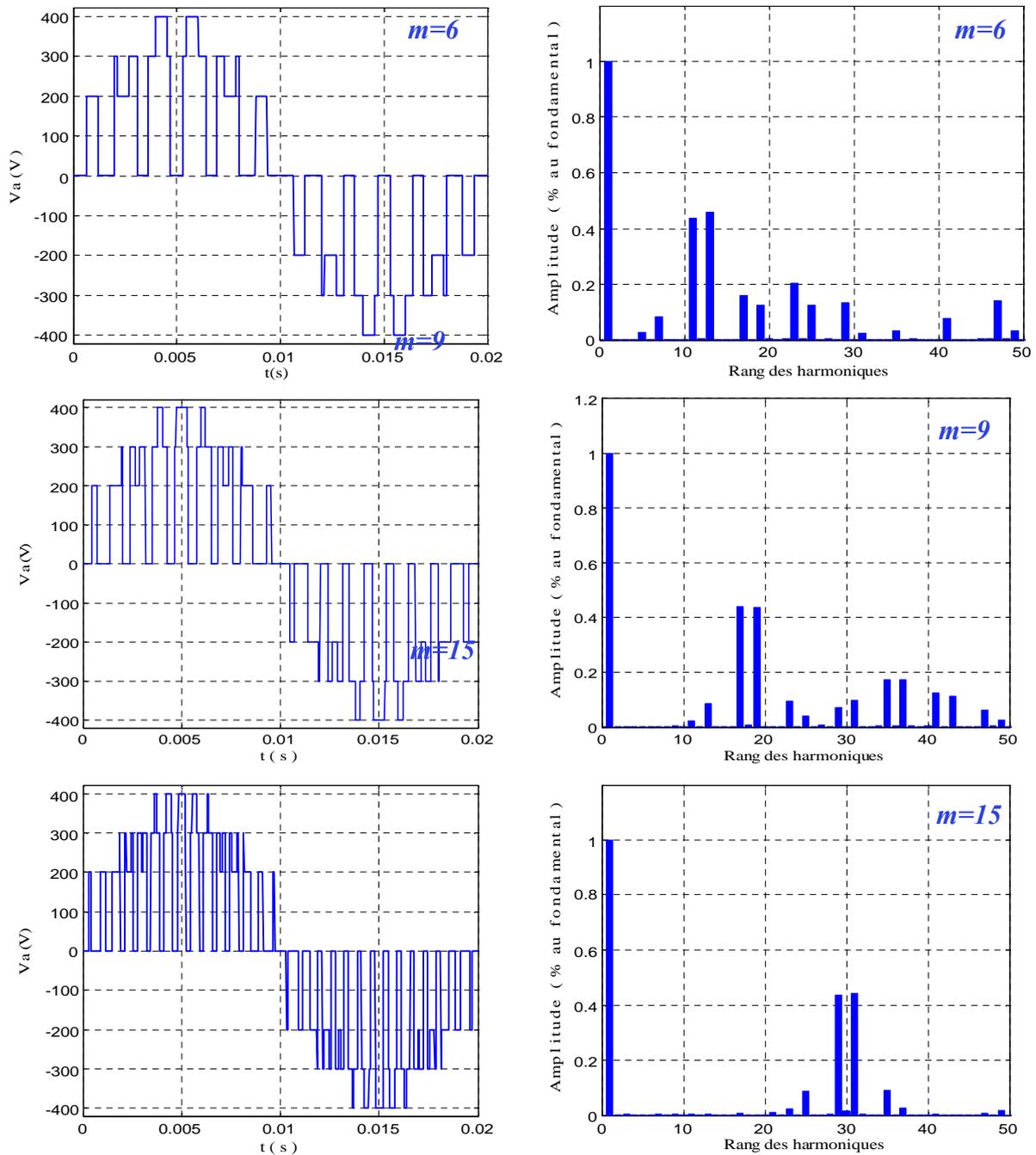


Figure (III.12): La tension simple v_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à deux porteuses bipolaires, pour $m=6, 9, 15$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$.

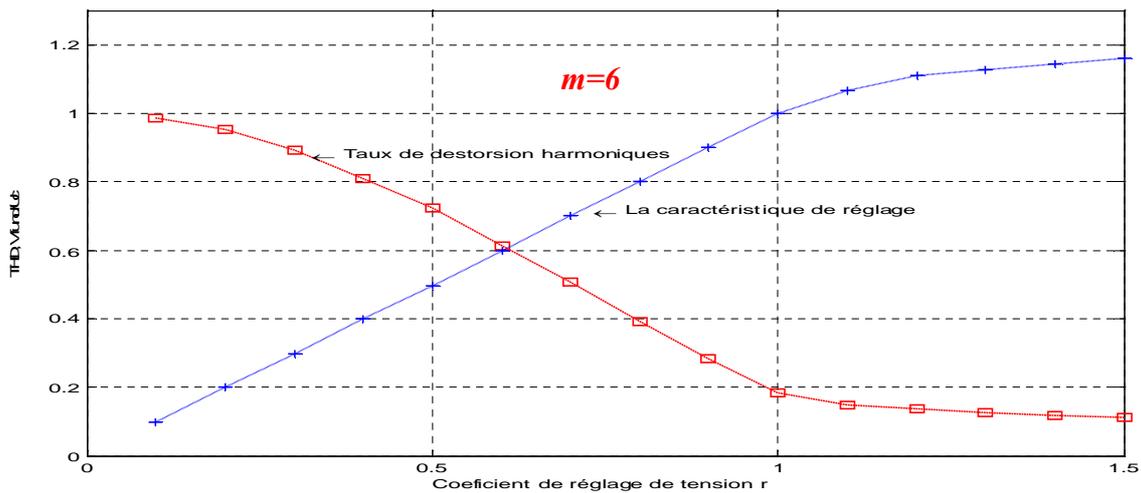


Figure (III.13): Caractéristiques de la tension de sortie V_a et le THD de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie MLI à deux porteuses bipolaires ($m=6$).

On constate que pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m , il y a une symétrie dans la tension simple V_a par rapport au quart de sa période ($T/4$), donc seuls les harmoniques impairs existent, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$. L'augmentation de m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage. Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamentale de 0 ($r=0$) à U_c ($r=1$). Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

III.4.3. Modulation vectorielle :

III.4.3.1. Principe de la commande :

La modulation vectorielle permet de suivre le vecteur de tension de référence et de non pas chaque tension de référence de phase séparément. Son principe est identique à celui de la triangulo_ sinusoidale à échantillonnage régulier avec injection de harmonique trois. On définit à partir du vecteur de référence V_{Sref} $V_{Sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$, deux nouveaux vecteurs de référence V_{Sref1} et V_{Sref2} . Le vecteur de référence V_{Sref1} est associé à l'onduleur à deux niveaux constitué des demi-bras du haut de l'onduleur multiniveaux, alors que le vecteur V_{Sref0} est associé aux demi-bras du bas.

Ces deux nouveaux vecteurs de référence sont définis par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{Sref1}[i] = V_{Sref}[i] + V_0 \\ V_{Sref0}[i] = V_{Sref}[i] - V_0 \end{cases} \quad (III.32)$$

Avec $i=1,2,3$

La tension V_0 est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = \frac{[\max(V_{Sref}) + \min(V_{Sref})]}{2} \quad (III.33)$$

III.4.3.2.L'algorithme de commande :

L'algorithme de commande de cette stratégie est similaire à celui de la commande triangulo- sinusoïdale à deux porteuses, en utilisant les tensions $V_{Sref1}[i]$ et $V_{Sref0}[i]$ comme signaux de référence pour la commande des demi-bras de l'onduleur.

L'organigramme général de la génération des ordres de commande des interrupteurs avec cette stratégie se résume en trois étapes :

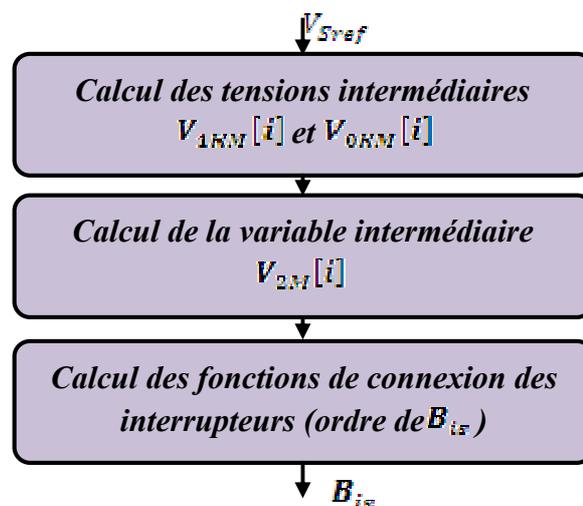


Figure (III.14) : Organigramme générale de la modulation vectorielle.

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires $V_{1M}[i]$ et $V_{2M}[i]$, images des tensions de sortie des deux onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à trois niveaux :

$$\begin{cases} V_{Sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1RM}[i] + U_c \\ V_{Sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1RM}[i] = 0U_c \end{cases} \quad \text{(III.34) Et} \quad \begin{cases} V_{Sref0}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{0RM}[i] = U_c \\ V_{Sref0}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{0RM}[i] = 0U_c \end{cases} \quad \text{(III.35)}$$

Etape 2 : Détermination de la variable intermédiaire $V_{2M}[i]$, images de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux :

$$V_{2M}[i] = V_{1RM}[i] + V_{0RM}[i]$$

Etape 2 : Détermination des ordres de commande des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{2M}[i] = U_c \Rightarrow B_{i1} = 1; B_{i2} = 1 \\ V_{2M}[i] = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1; B_{i2} = 0 \\ V_{2M}[i] = -U_c \Rightarrow B_{i1} = 0; B_{i2} = 0 \end{cases} \quad \text{(III.36) Avec} \quad \begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad \text{(III.37)}$$

Cette stratégie est aussi caractérisée par l'indice de modulation m et le coefficient de réglage de tension r .

La figure suivante représente les différents signaux de modulation vectorielle.

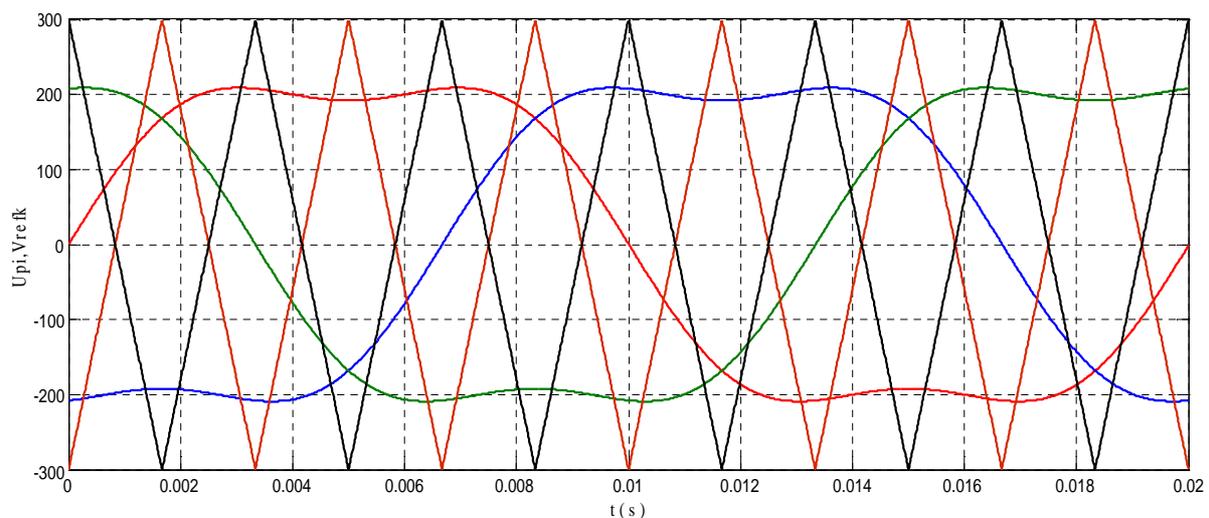


Figure (III.15) : Différents signaux de modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires.

III.4.3.3. Résultats de simulation:

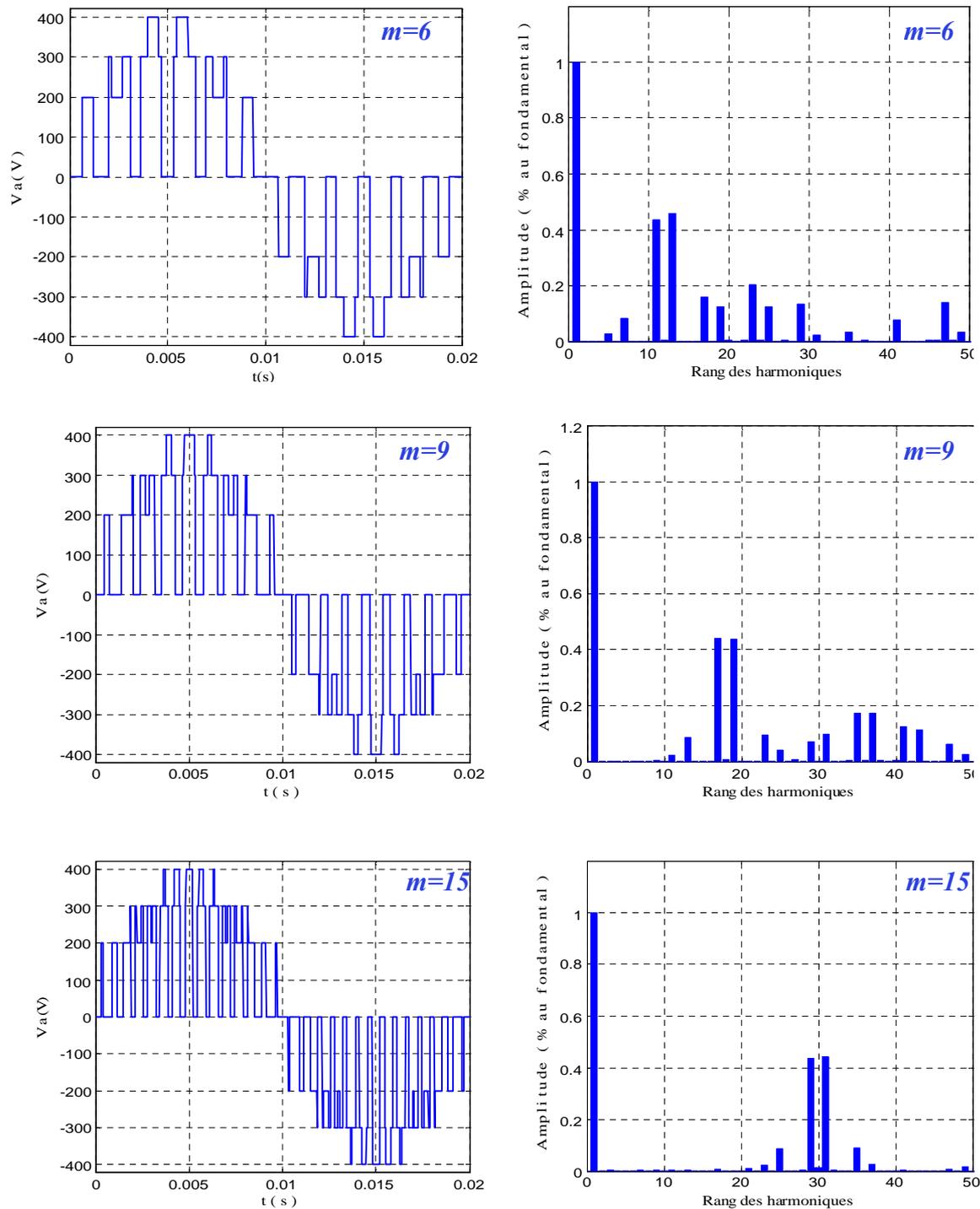


Figure (III.16): La tension simple v_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires, pour $m=6, 9, 15$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$.

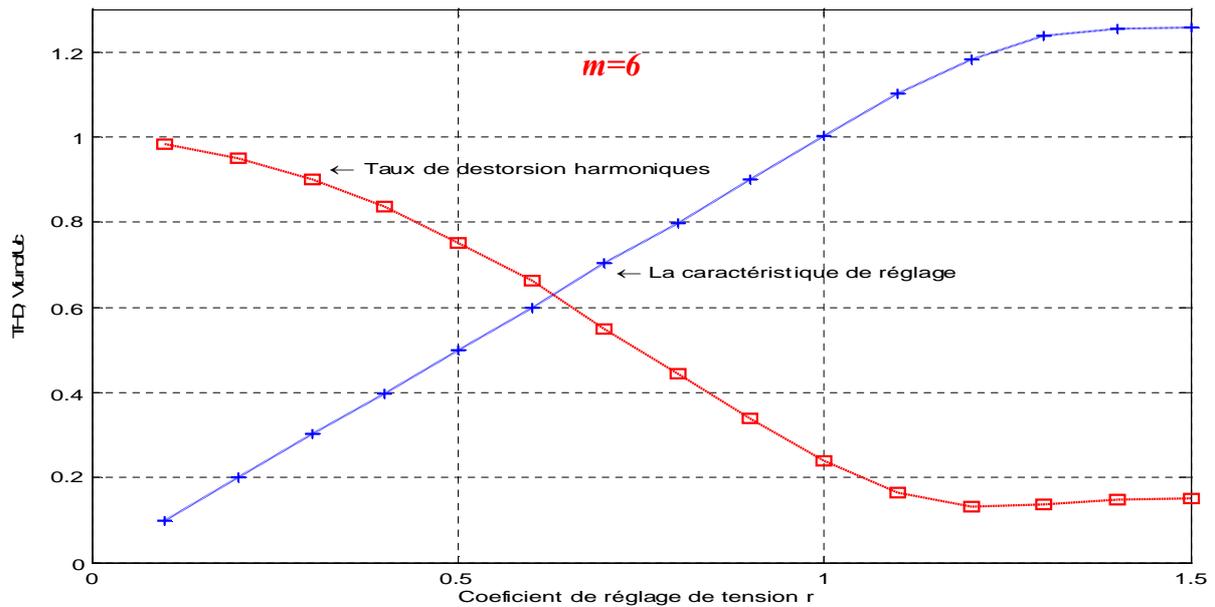


Figure (III.17): Caractéristiques de la tension de sortie V_a et le THD de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires ($m=6$).

On constate que pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m , la tension simple V_a ne possède que des harmoniques impairs, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$. L'augmentation de m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage. Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamentale de 0 ($r=0$) à U_c ($r=1$). Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

III.4.4. Modulation calculée :

III.4.4.1. Principe de la commande :

Dans cette partie, nous présentons un algorithme de commande de l'onduleur à trois niveaux destiné à une réalisation numérique. L'organigramme général d'une modulation calculée utilisant ce modèle de commande est représenté par la figure (III.18):

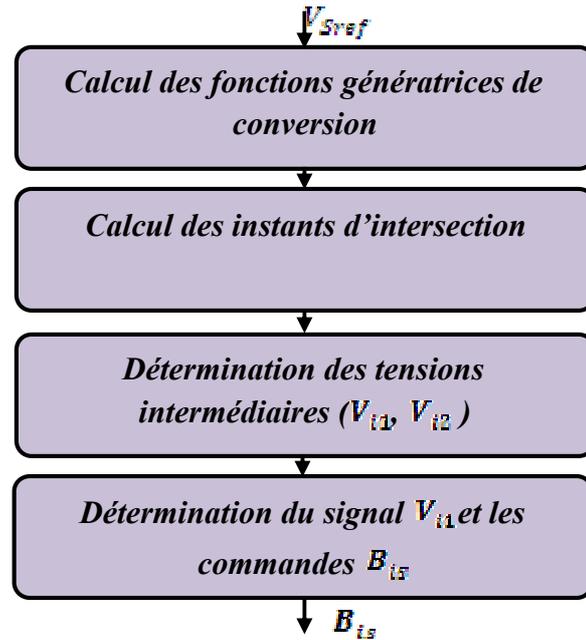


Figure (III.18): Organigramme générale de la modulation calculée.

La figure (III.19) représente les différents signaux de la modulation calculée.

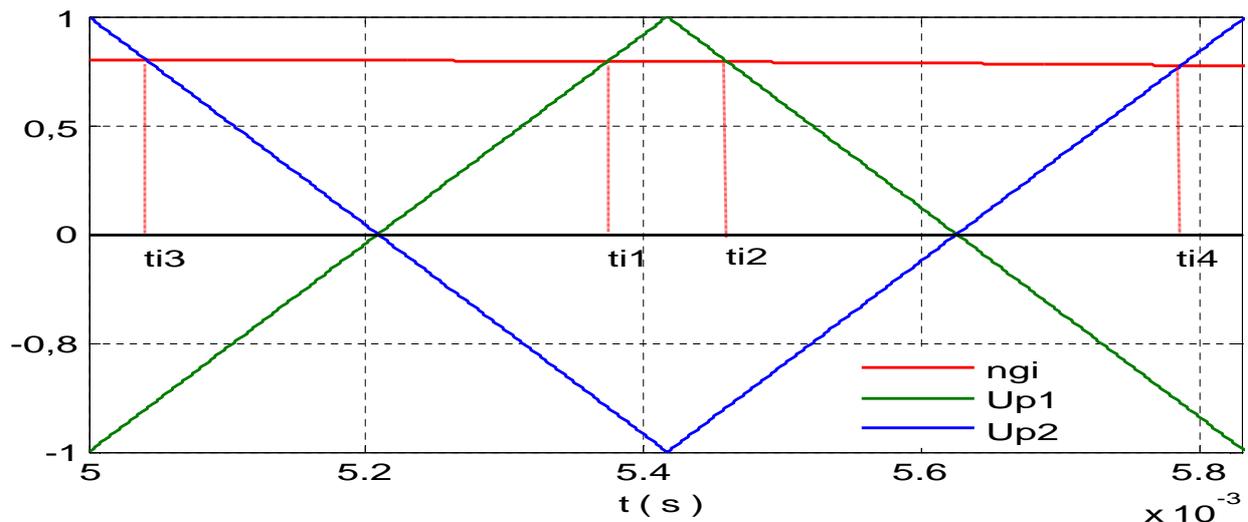


Figure (III.19): Différents signaux de la modulation calculée

III.4.4.2.L'algorithme de commande :

Les différentes étapes de cet algorithme peuvent se résumer comme suit :

Etape 1 : Calcule des fonctions génératrices de conversion simple n_{gi}

$$n_{gi} = \frac{V_{srefi}}{u_c} \quad \text{Avec : } t = \{1,2,3\} \quad (III.38)$$

Etape 2 : Calcul des instants d'intersecion

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{i1} = (n_{ig} + 1) \frac{T_p}{4} \\ t_{i2} = (-n_{ig} + 3) \frac{T_p}{4} \\ t_{i3} = (-n_{ig} + 1) \frac{T_p}{4} \\ t_{i4} = (n_{ig} + 3) \frac{T_p}{4} \end{array} \right. \quad (III.39)$$

Etape 3 : Détermination des tensions intermédiaires (V_{i1} , V_{i2})

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{i1} = U_c \text{ st } t \in [0, t_{i1}] \cup [t_{i2}, T_p] \text{ sinon } V_{i1} = 0 \\ V_{i0} = 0 \text{ st } t \in [t_{i3}, t_{i4}] \text{ sinon } V_{i0} = 0 \end{array} \right. \quad (III.40)$$

Etape 4 : Détermination du signal V_{i1} et les ordres de commande B_{i1} , B_{i2} des interrupteurs

$$V_{i2} = V_{i1} + V_{i0} \quad (III.41) \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{i2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 1; B_{i2} = 1 \\ V_{i2} = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1; B_{i2} = 0 \\ V_{i2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 0; B_{i2} = 0 \end{array} \right. \quad (III.42)$$

III.4.4.3. Résultats de simulation:

La figure (III.20) représente la tension de sortie V_a , de l'onduleur à trois niveaux, commandé par la modulation calculées basée sur la modulation triangulo_sinusoidale à deux porteuses bipolaires, et son spectre d'harmoniques respectivement pour $m=6, 9, 15$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$.

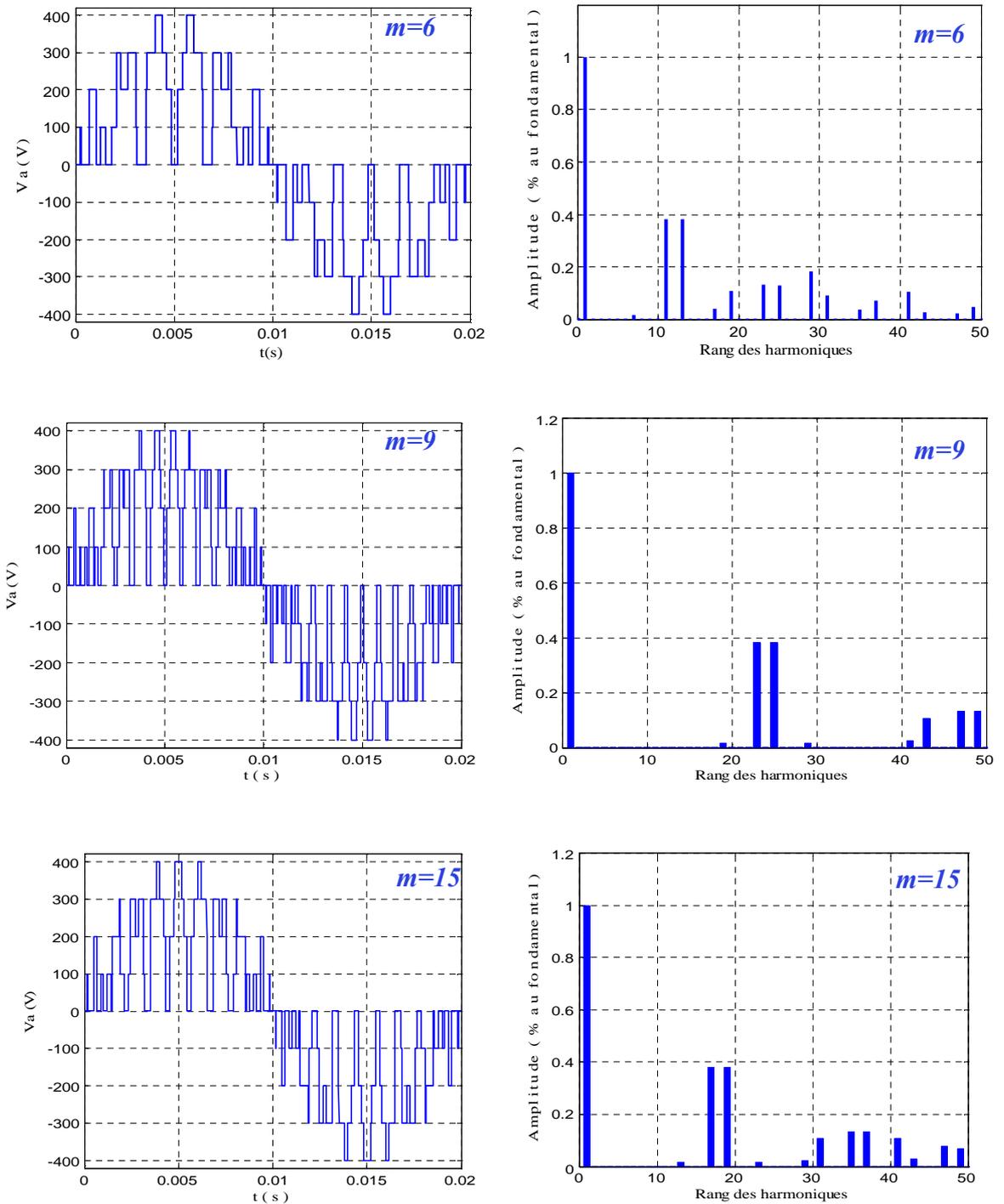


Figure (III.20): La tension simple v_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation calculée pour $m=6, 9, 15$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$.

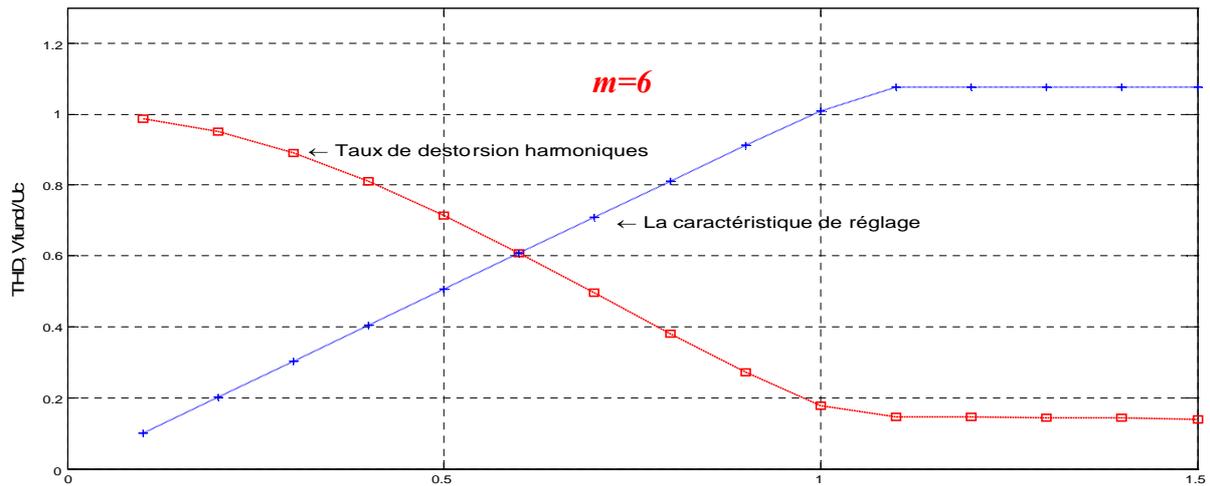


Figure (III.21): Caractéristiques de la tension de sortie V_a et le THD de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation calculée ($m=6$).

III.4.5. Comparaison entre les différentes stratégies de commande de l'onduleur :

Le tableau (III.3) résume les caractéristiques des différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux.

La stratégie	r_{\max} de la caractéristique de réglage	THD _{max}	THD _{min}	La fréquence centrale de la première famille d'harmoniques
Algorithme 1	1	0.8803	0.2611	2mf
Algorithme 1	1.1	0.8521	0.2252	2mf
Algorithme 1	1.15	0.8512	0.2193	2mf

Tableau (III.3): Tableau comparatif des différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux.

Ce tableau, montre que l'algorithme3 (modulation calculée à deux porteuses bipolaires triangulaires) est le meilleur, car le taux de modulation de cet algorithme permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r = 0$ à $r_{\max} = 1.15$ avec un taux $THD_{\min} = 0.2193$.

III.5.Conclusion :

Dans ce chapitre, on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations commandables d'un bras de cet onduleur.

En utilisant les fonctions de connexions, on a montré, que l'onduleur triphasé à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Nous avons également étudié trois stratégies de commande de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux pour la stratégie définie dans ce chapitre, a montré que l'augmentation de l'indice de modulation « m » repousse les harmoniques de tensions vers des ordres élevés ce qui facilite leur filtrage par l'inductance de la machine. Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental.

La stratégie de la modulation calculée utilisant deux porteuses bipolaires triangulaires est la plus importante pour la commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC car elle permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 15% avec un faible taux d'harmonique.

Chapitre VI

Optimisation de la chaîne
de conversion PV
couplée au réseau électrique

Optimisation de la chaîne de conversion PV couplée au réseau électrique

IV.1. Introduction :

Les systèmes photovoltaïques sont actuellement divisés en deux grandes catégories: Les systèmes autonomes et les systèmes couplés au réseau.

Les systèmes autonomes sont conçus pour répondre aux besoins de consommation d'un client isolé du réseau électrique. Ces systèmes comportent des éléments de stockage afin d'adapter la production photovoltaïque à la demande. Les accumulateurs étant les éléments les plus contraignants du système, une attention particulière doit être portée sur la gestion de la charge et de la décharge afin d'augmenter la durée de vie de l'installation.

Les systèmes photovoltaïques raccordés au réseau représentent une filière émergente pour la production décentralisée d'électricité. Toute personne disposant d'un habitat résidentiel, d'un bâtiment communal ou d'un autre lieu d'implantation susceptible de recevoir un champ de modules photovoltaïques, peut devenir un producteur d'énergie renouvelable en injectant toute ou partie de l'électricité localement produite dans le réseau de distribution public.

A ce jour, le développement massif du solaire photovoltaïque, en tant que moyen de production d'électricité raccordé au réseau, reste pénalisé par son coût de production encore très élevé.

Dans le but de lever cet obstacle, plusieurs travaux s'inventent activement dans la recherche et dans le développement des technologies, notamment des cellules aux couches minces photovoltaïques.

Dans ce chapitre, une étude descriptive générale du système photovoltaïque relié à un réseau sera présentée. Cette étude inclut : conception de système, types, problèmes produits, techniques et les conditions de normes d'interconnexion.

IV.2. Notion de raccordement au réseau :

Les systèmes photovoltaïques couplés au réseau injectent l'énergie issue des modules sur le réseau de distribution. La figure 1 montre les deux types d'installations existantes pour l'injection de la production solaire:

- ***Injection de la totalité de la production:*** L'énergie produite par les modules est directement injectée sur le réseau électrique. Les périodes d'injections sur le réseau correspondent aux périodes de production photovoltaïque.
- ***Injection du surplus de production:*** L'énergie produite par les modules est directement consommée sur place par les charges. L'éventuel surplus de production par rapport à la consommation instantanée est injecté sur le réseau.

La gestion d'un réseau de distribution est une opération de plus en plus complexe et critique en vue d'assurer la continuité de service et la gestion des moyens de production dispersés qui y sont raccordés (éoliennes, panneaux photovoltaïque, ...). La configuration du réseau doit être optimisée pour minimiser les pertes, les fluctuations de tension, et prendre en compte la génération dispersée. Les réseaux de distribution peuvent avoir une structure radiale en antenne ou être partiellement maillés par l'intermédiaire d'interrupteurs répartis.

Au préalable et avant d'envisager une installation photovoltaïque, il serait recommandé :

- d'avoir une vision globale de la consommation énergétique des bâtiments toutes énergies et tous usages confondus (chauffage, processus industriel, éclairage, moteurs électriques ...);
- d'évaluer les solutions de maîtrise de la demande d'électricité pour améliorer la consommation électrique sur les différents postes (la ventilation, les moteurs électriques, l'éclairage, les pompes, la bureautique, ...);

- d'évaluer de la pertinence d'une installation d'un générateur photovoltaïque raccordé au réseau.

IV.3. L'amélioration du rendement :

Pour une installation PV bien planifiée, la puissance de l'onduleur doit être adaptée à celle du générateur photovoltaïque raccordé. Pour ce faire, le rapport de puissance fait office de valeur de référence. Il définit l'interface des deux systèmes à partir du rapport entre la puissance d'entrée maximale de l'onduleur et la puissance de pointe du générateur PV.

- Si l'on vise un rendement maximal, la configuration doit avoir un rapport de puissance de 110 % environ.

- Si en revanche c'est une configuration à rentabilité optimisée que l'on recherche, l'amélioration de la rentabilité ou la réduction de la durée d'amortissement dépend aussi de l'ensoleillement, du rendement en fonctionnement à charge partielle de l'onduleur et du niveau des tarifs d'achat.

- Si l'orientation du générateur PV diverge des valeurs idéales (par ex. sur une façade PV), il faut tenir compte de cette particularité en réduisant nettement le dimensionnement de l'onduleur.

IV.4. Les problèmes et risques impliquant les systèmes photovoltaïques reliés au réseau :

Les problèmes concernant l'interconnexion du système photovoltaïque au réseau incluraient :

IV.4.1. Qualité de puissance fournie au réseau :

Beaucoup de normes imposent plusieurs règles pour assurer une haute qualité de puissance injectée au réseau. Par exemple, elle impose que ces systèmes photovoltaïques devraient fournir une tension compatible (forme et fréquence) avec celle du réseau électrique.

IV.4.2. Problèmes d'Islanding :

Le phénomène d'islanding est le fonctionnement du système de PV en l'absence (pauvre Fiabilité du réseau) du réseau. Ce phénomène a pu causer des surintensités

passagères quand la puissance du réseau est perturbée. Des circuits de commande de protection sont développés et constamment mis à jour pour protéger le réseau et le système photovoltaïque(PV) contre ce problème et d'autres problèmes tels que les courts-circuits et foudre.

IV.4.3. Risques techniques et financiers :

- Risques techniques : il y a une possibilité que le système ne sera pas exécuté comme indiqué.
- Risques de construction : la possibilité d'aller au-dessus du budget mis en disposition, ou construction du système ne peut pas être accomplie d'ici la date due.

IV.5. Conditions techniques d'interconnexions :

IV.5.1. Raccordement :

En fonction de la puissance à raccorder, des caractéristiques du réseau sur lequel elle est appelée à être raccordée et du maintien d'une qualité de tension dans les limites fixées par des normes, le gestionnaire du réseau établit les dispositions du raccordement. Le réseau qui doit assurer le transit de la production décentralisée est soumis à plusieurs contraintes.

Il doit pouvoir maintenir le plan de tension dans les limites d'exploitation avec et sans la présence de la production décentralisée.

Dans un réseau basse tension la puissance totale des productions décentralisées ne doit pas dépasser la puissance du transformateur moyenne tension/basse tension (MT/BT). De plus le transit de la puissance doit se faire sans excéder la capacité des éléments du réseau.

Enfin le supplément de puissance de court-circuit cumulé à la valeur de la puissance de court circuit du réseau doit être compatible avec le niveau réel du matériel. En conséquence, le raccordement peut nécessiter des renforcements du réseau et de ce fait, une participation financière du producteur décentralisé dans ces renforcements peut être demandée.

Sur la base de ces critères, le gestionnaire du réseau fixe le mode de raccordement de l'installation de production au réseau de distribution. Chaque cas

fait l'objet d'un examen particulier qui tient compte des conditions réelles rencontrées.

IV.5.2. Jugement de conformité :

Le producteur est tenu de soumettre un rapport de contrôle rédigé à ses frais par un organisme agréé qui démontre la conformité de l'installation au règlement général des installations électriques. En outre, le gestionnaire du réseau contrôle avant le raccordement de l'installation du producteur décentralisé en ce qui concerne les aspects particuliers de l'installation de fourniture d'énergie. Ceci inclut entre autre le schéma de raccordement, le fonctionnement de l'appareil de découplage, le réglage et le fonctionnement de l'ensemble constituant les protections particulières, le dispositif de mise en parallèle, l'éventuelle protection contre l'injection de courant continu.

IV.5.3. Accord de raccordement :

L'installation de production décentralisée ne peut être raccordée au réseau de distribution qu'après accord écrit du gestionnaire du réseau (sonelgaz). Cet accord est également nécessaire au cas où le producteur décentralisé envisage une modification de son installation de production, notamment s'il modifie la puissance concernée.

IV.5.4. Dispositif de coupure :

Lors de travaux hors tension sur le branchement ou sur le réseau de distribution, l'installation de production décentralisée doit pouvoir être séparée du réseau par un dispositif de coupure de sécurité. La coupure de sécurité doit être visible, verrouillable et accessible en permanence au gestionnaire de réseau. Ces dispositifs sont de type agréé par ce dernier.

Lorsque la puissance de l'installation de production décentralisée est < 10 kW, la coupure de sécurité peut éventuellement être réalisée pour chaque unité de production, par un système automatique de sectionnement. Les installations photovoltaïques < 5 kW doivent être pourvues de ce système automatique.

IV.5.5. Dispositif de protection :

Comme pour tout autre raccordement au réseau de distribution, les installations sont munies en tête de leur raccordement au réseau de distribution d'un appareil assurant la coupure des phases en cas de défaut interne occasionnant le dépassement d'un courant fixé pendant un temps donné. Les valeurs du courant et de la temporisation sont données par le gestionnaire du réseau. Les systèmes de protection doivent constituer un minimum technique. Dans certaines configurations des déclenchements intempestifs peuvent se produire. Ces déclenchements qui n'entament pas l'aspect sécurité tel que défini dans le domaine d'application, pourraient gêner les conditions d'exploitation. Il pourrait donc s'avérer utile de faire usage soit d'une protection par asservissement soit d'ajouter d'autres fonctionnalités à la chaîne de relais prévu ou d'en modifier certaines. Les variantes sont autorisées dans la mesure où elles remplissent les fonctions des relais qu'elles remplacent.

IV.5.6. Couplage :

Une mise en parallèle de l'installation de production décentralisée avec le réseau public de distribution est toujours réalisée au moyen d'un relais synchrocheck équipé d'un synchronoscope. Pour des installations avec une puissance supérieure à 10 kW.

Lors de la connexion en parallèle, la tension, la fréquence et l'écart de phase sont tels qu'ils ne provoquent pas de variations brusques relatives de la tension supérieures à 6 %. Si la connexion en parallèle se répète plusieurs fois par jour, les variations brusques de tension dues à la connexion parallèle seront limitées aux mêmes valeurs que celles requises pour le fonctionnement et définies dans le paragraphe suivant.

Pendant le fonctionnement, les variations brusques de la tension seront limitées en valeur relative à 3 % au maximum et en fonction de leur fréquence d'apparition à des valeurs inférieures de façon à ne pas perturber les autres utilisateurs raccordés au réseau. Ces considérations impliquent que la production décentralisée, qui fonctionne en îlotage, ne peut être recouplée au réseau qu'après

vérification de la tension, de la fréquence et de l'écart de phase et qu'il ne peut pas être possible d'effectuer une prise de parallèle à un endroit non prévu, des verrouillages sont installés pour empêcher ces éventualités.

Après un déclenchement commandé par la protection de découplage, lorsque les conditions sont redevenues normales, le recouplage au réseau peut se faire automatiquement à condition de disposer d'un système de synchronisation automatique. Ces automatismes font partie des aspects particuliers de la production décentralisée.

IV.5.7. Compensation avec Batteries de condensateurs :

S'il est fait usage de batteries de condensateurs, l'installation de production décentralisée sera pourvue, si nécessaire, de filtres destinés à éviter l'amortissement des signaux. D'autre part, les condensateurs doivent être débranchés en même temps que l'engin de production. Si les conditions techniques le justifient, le gestionnaire du réseau peut imposer au producteur décentralisé le placement de condensateurs.

IV.5.8. Protection contre l'injection de courant continu :

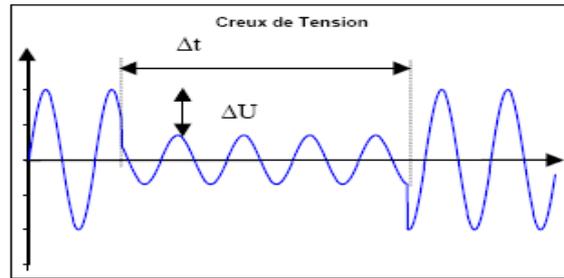
Les onduleurs, qui sont équipés d'un transformateur, n'injectent pas de courant continu dans le réseau de distribution et ne nécessitent par conséquent pas de mesures de sécurité complémentaires. Les onduleurs avec une technologie sans transformateur sont également acceptés pour autant qu'ils soient certifiés ne jamais injecter un courant continu supérieur à 1% du courant nominal ou qu'ils disposent d'un système de protection contre l'injection de courant continu. Celui-ci débranche l'onduleur en moins de 0,2 s au cas où le courant continu dépasse la valeur de seuil établie à 1% du courant nominal.

IV.6. Les défauts du réseau :

IV.6.1. Creux de tension :

Un creux de tension est une baisse brutale de la tension en un point d'un réseau électrique, à une valeur comprise (par convention) entre 90 % et 1%, ou entre 90 % et 10 % d'une tension de référence (H_{ref}) suivie d'un rétablissement de la tension après un court laps de temps compris entre la demi période fondamentale du

réseau (10 ms à 50 Hz) et une minute comme il est représenté dans la figure dans la figure (IV.1).



Figure(IV.1): Paramètres caractéristiques d'un creux de tension

Il est caractérisé par :

- sa profondeur (ΔU)
- sa durée (Δt)

IV.6.2. Variation et fluctuation de tension

Les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10 % de la tension nominale et les fluctuations de tension sont une suite de variations de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont les caractéristiques sont la fréquence de la variation et l'amplitude, comme illustré sur la figure (IV.2)

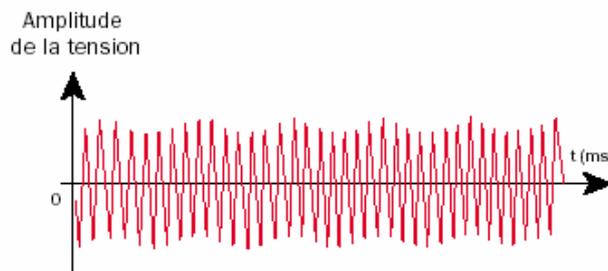


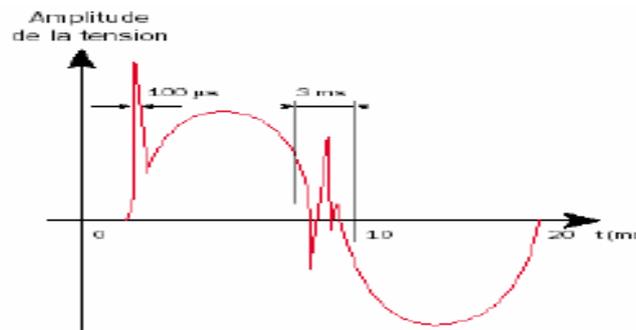
Figure (IV.2) : Exemple de variations rapide de la tension.

Le principal effet des fluctuations de tension est la fluctuation de la luminosité des lampes (papillotement ou flicker). La gêne physiologique (fatigue visuelle et nerveuse) dépend de l'amplitude des fluctuations, de la cadence de répétition des variations, de la composition spectrale et de la durée de la perturbation.

IV.6.3. Surtensions temporaires ou transitoires

Toute tension appliquée à un équipement dont la valeur de crête sort des limites d'un gabarit défini par une norme ou une spécification est une surtension. Les surtensions sont de trois natures: Temporaires à fréquence industrielle, de manœuvre, ou d'origine atmosphérique (foudre).Elles peuvent apparaître :

- En mode différentiel (entre conducteurs actifs ph/ph – ph/neutre) ;
- En mode commun (entre conducteurs actifs et la masse ou la terre).

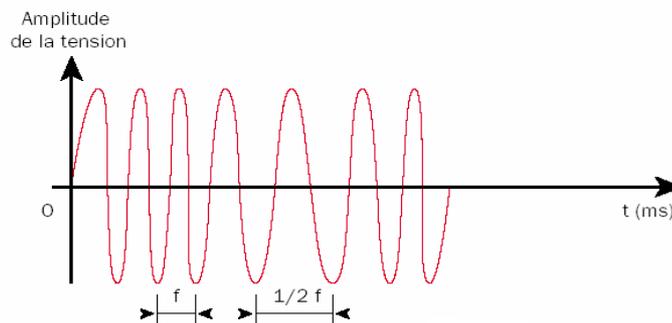


Figure(IV.3): Exemple de cas de surtensions transitoires

Leurs conséquences sont très diverses selon le temps d'application, la répétitivité, l'amplitude, le mode (commun ou différentiel), la raideur du front de montée et la fréquence.

IV.6.4. Fluctuation de la fréquence :

Les fluctuations de fréquence sont observées le plus souvent sur des réseaux non interconnectés ou des réseaux sur groupe électrogène.



Figure(IV.4) : Exemple de fluctuation de la fréquence

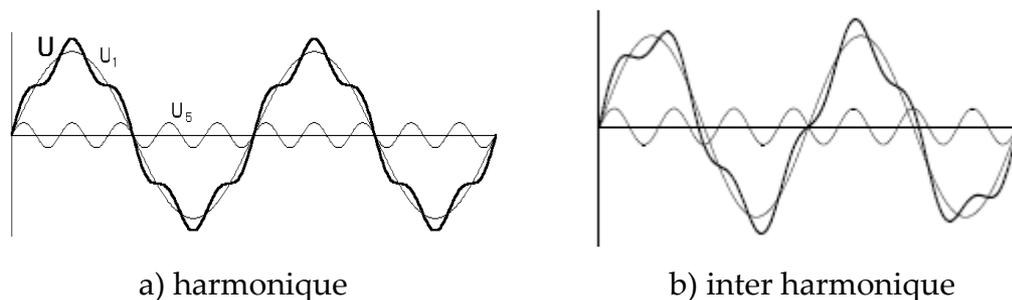
Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau.

IV.6.5. Harmoniques et inter harmoniques

Dans de nombreux cas, le courant consommé par les charges n'a plus une forme de sinusoïde pure. La distorsion en courant implique une distorsion de la tension dépendant également de l'impédance de source.

On appelle harmonique une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental (figure (IV.5a)) Afin de mesurer les harmoniques "courant" ou "tension", on utilise la transformée de Fourier permettant de décomposer un signal périodique en une somme de signaux sinusoïdaux multiples de la fréquence fondamentale

On parle d'inter harmoniques lorsque le signal possède une composante superposée à l'onde fondamentale (50 Hz) et qui n'est pas multiple de la fondamentale (ex : 175Hz, (figure (IV.5b))).



Figure(IV.5) : Représentation de l'harmonique et l'inter harmonique

IV.7. Classement par type de connexion [16] :

Les systèmes à base d'électronique de puissance peuvent être connectés au réseau en série ou en shunt et peuvent utiliser un mode de compensation actif ou passif. Selon leur mode de connexion, ils se comportent comme des sources de courant (cas shunt), ou comme des sources de tension (cas série). S'ils sont passifs, ils n'échangent que de l'énergie réactive avec le réseau et se comportent dans ce cas comme des impédances. S'ils sont actifs, ils peuvent échanger de l'énergie active et réactive avec le réseau.

Le tableau suivant montre les applications des systèmes en fonction de leur type de connexion et du type de réseau.

Type de connexion	Applications
Série	Réduction des creux et déséquilibres de tensions, compensation harmonique de tension, réglage d'impédances de lignes et de flux de puissance...
Shunt	Filtrage actif de courant, réglage de plan de tension, compensation de réactif, soutien de réseau, réduction de l'effet de Flicker, équilibrage de charge...

Tableau (IV.2) : Type de connexion et applications associées.

IV.8. Schéma de principe d'interconnexion d'un système photovoltaïque au réseau électrique basse tension :

Un système photovoltaïque connecté au réseau électrique, est constitué de quatre blocs fonctionnels différents :

- **Un générateur photovoltaïque :** constitué des modules photovoltaïques pouvant être connectés en série et /ou en parallèle qui convertissent l'énergie du soleil en électricité continue.
- **Un dispositif de conditionnement de puissance :** constitué d'un convertisseur DC/DC ayant pour fonction la poursuite du point de puissance maximum et d'un onduleur DC/AC.
- **Protection ou les éléments de mesure :** adaptés pour garantir la qualité de l'onde sinusoïdale injectée au réseau et d'une manière générale la sécurité du système photovoltaïque et du réseau.
- **Réseau de distribution électrique basse tension :** la tension du réseau est de 220V ou 380V alternative avec une fréquence égale à 50 Hz.

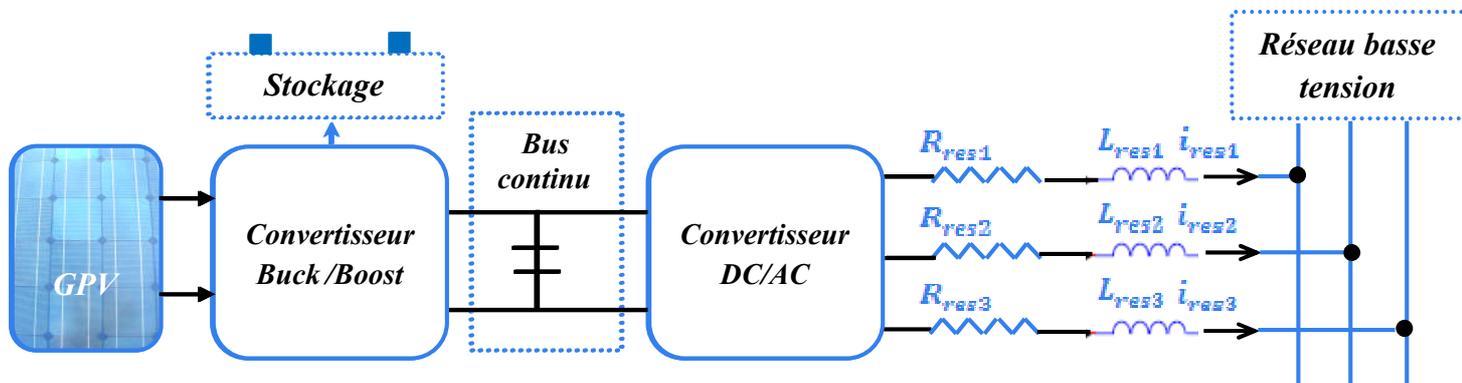


Figure (IV.6) : Schéma de principe de l'interconnexion au réseau.

Le système fonctionne en mode relié au réseau en alimentant toutes les charges où en renvoyant la puissance en surplus sur le réseau tout en maintenant la batterie en pleine charge.

Dans le cas où le réseau est déconnecté les circuits de commande de l'onduleur ouvrent la connexion avec le réseau, l'onduleur est alors alimenté par les batteries pour fournir toute la puissance nécessaire aux charges critiques.

IV.9.Modélisation du réseau électrique :

Tous les modèles mathématiques du réseau électrique doivent prendre en considération les modalités techniques de raccordement en réseau électrique (basse tension). Les impédances en amont du transformateur HT/BT sont supposés négligeables.

Le réseau BT est connecté au réseau HT par l'intermédiaire d'un transformateur, dont les paramètres de la plaque signalétique sont : **10.5KV/400V/220V,577AMP, TCC : 4.11%** et de **400KVA**, la ligne entre le transformateur et l'installation fait D mètres de longueur de sections différentes (**35, 25 et 16 mm²**). Les expressions de calcul des impédances du transformateur (Z_t) et de la ligne (Z_{DC}) sont résumées dans le tableau (IV.4). Des valeurs typiques de (Z_t) et de (Z_{DC}) sont de l'ordre de : $5 \times 10^{-4} + j5 \times 10^{-3}$ et $6.4 \times 10^{-3} + j0.8$ [Ohm] respectivement. Donc le réseau électrique (transformateur et câble) peut être désigné par une inductance L_s dont la valeur est de quelques fractions de mH (exp : 0.325 mH)

Transformateur	Lignes (distribution, déviation, etc..)
<ul style="list-style-type: none"> • Puissance réactive S (ex : 400KVA) ; • Tension d'alimentation V (ex : 220V) ; • Tension de court-circuit T_{CC} (ex : 4.11 %) ; • Rapport résistance /réactance K 	<ul style="list-style-type: none"> • Longueurs : distribution = D₁ ; Déviation =D₂, service=D₃, etc.. • Réactance par unité de longueur : K1, K2, K3, etc...
$X_t = \frac{T_{CC} V^2}{100 \times S} [Ohm]$ $L_t = \frac{X_t}{100 \times \pi} [Ohm]$ $R_t = \frac{X_t}{K} [Ohm]$	$X_L = \sum_{i=1}^n k_i D_i$ $L_L = \frac{X_L}{100 \times \pi} [Ohm]$ $R_L = \frac{X_L}{K} [Ohm]$

Tableau (IV.4) : Formulation des paramètres transformateur-câble pour un raccordement résidentiel [34].

IV.9.1. Modélisation de la maille alternative (AC)

Pour identifier les éléments de la maille alternative du système PV en réseau, il faut avoir le modèle des consommateurs d'une zone résidentielle sous forme d'un circuit électrique.

IV.9.2. Modèle en circuit électrique :

Les consommateurs PV sont autorisés de se brancher au réseau électrique local (BT) de telle manière que l'interface des GPV sur les autres consommateurs, non PV, soit minimale. Un modèle typique d'une ligne client d'une zone résidentielle est donné sur la figure (IV.7), où le transformateur câbles (distribution Z_D et service Z_C) et les charges sont représentées par leurs impédances Z_t , Z_D , Z_C et Z_L avec $L=1,2,..etc$.

Le modèle d'un seul client PV peut être présenté par le circuit équivalent de la figure (IV.7) qui est réduit au circuit simplifié de la figure (IV.8), où la condition de la chute de tension ($\leq 8\%$) au point de raccordement doit être représenté ($V_g \approx V_{gth} = 220V$).

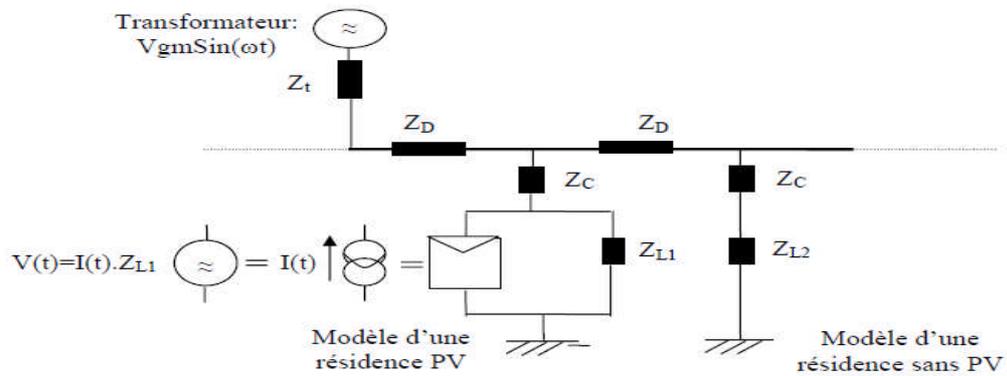


Figure (IV.7) : Modèle des consommateurs PV et non PV.

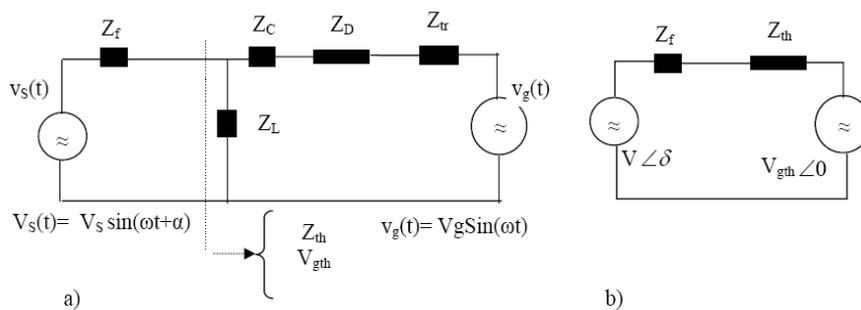


Figure (IV.8) : Modèle d'un client PV : a) Transformateur-Client, et b) son circuit simplifié

IV.9.3. Gestion et modalité de raccordement :

La vente d'énergie électrique d'une production PV peut être réalisée suivant deux variantes, et d'après cela, le choix d'un modèle du système de conditionnement de puissance, ou de l'interface peut être réalisé. On note que les normes françaises, pour le PV en réseau, exigent la présence du transformateur d'isolation galvanique dans l'interface.

IV.9.4. Injection du surplus de la production :

Lorsque la production est supérieure à la consommation, le client consomme une partie de sa production et injecte au réseau le reste de la production, et soutire du réseau lorsque la consommation est supérieure à la production.

Cette installation doit être équipée de deux compteurs l'un mesurant l'énergie soutirée du réseau lorsque la consommation excède la production (compteur de soutirage), l'autre mesurant l'énergie injectée dans le réseau (compteur d'injection). Ce principe exclut l'utilisation de compteur réversible.

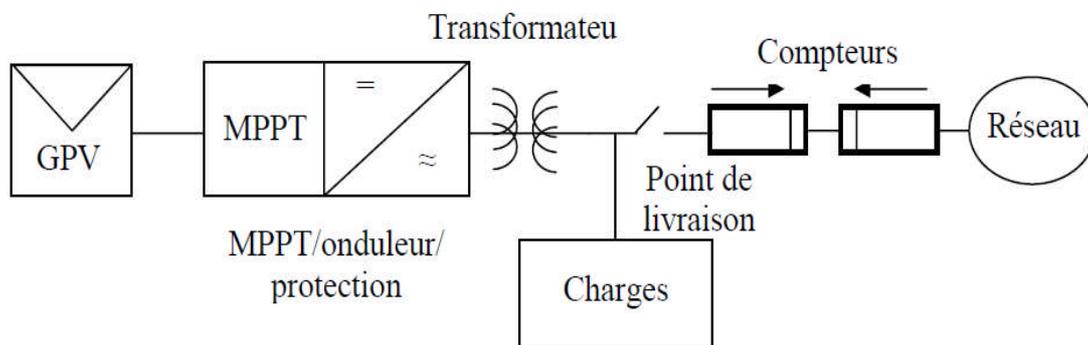


Figure (IV.9) : Schéma de principe de la configuration d'injection du surplus de l'énergie [34]

IV.9.5. Injection de la totalité de la production :

Le générateur de production PV est raccordé au réseau par l'intermédiaire d'un point de livraison distinct du point de livraison utilisé pour les besoins en soutirage du producteur. Comparé à l'achat des excédents, ce type de raccordement conduit le plus souvent à des modifications plus importantes de l'installation du demandeur.

Le producteur peut alors injecter au réseau la totalité de la production et soutirer au réseau la totalité de sa consommation. Cette dissociation entre le point de livraison « consommation » et point de livraison « production », conduit à étoiler le branchement en deux parties, avec cependant une seule livraison au réseau BT. Le branchement production comporte deux compteurs d'énergie montés en tête-bêche (production PV et consommation des dispositifs de la chaîne PV)

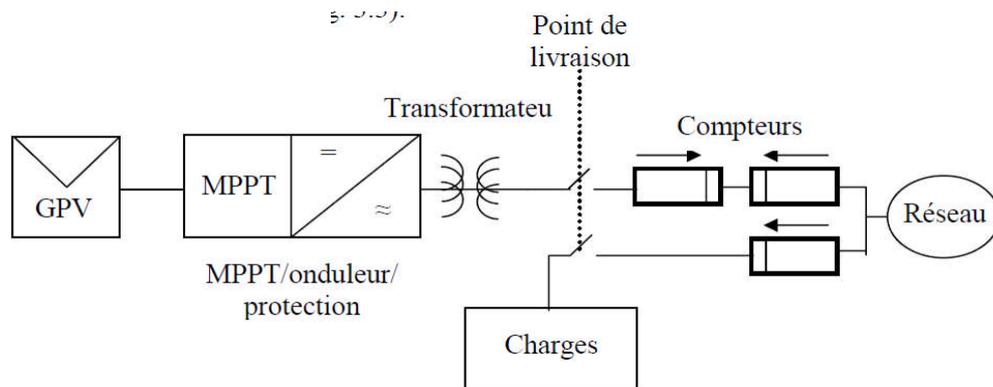


Figure (IV.10) : Schéma de principe de la configuration d'injection de la totalité de l'énergie [34]

IV.9.6. Qualité d'énergie :

La qualité d'énergie électrique, dans la grande partie, concerne la qualité de la tension et du courant de la sortie de l'onduleur (harmoniques totales de distorsion THD <5 % et harmoniques individuelles de distorsion <3%). N'importe quelle déviation dans l'amplitude, la fréquence ou la pureté de la forme d'onde peut être classifiée comme issue de qualité d'énergie.

IV.9.7. Compensation et correction :

Le comportement du champ PV dépend des conditions atmosphériques d'où, la tension de sortie du champ PV est de caractère instable. Par conséquent assumant un réseau à haute densité de système PV à l'avenir, ce caractère d'instabilité peut être une des raisons principales des perturbations, telles que la variation de la tension, la variation de la fréquence et la génération d'harmoniques de tension dans le réseau électrique. A cet effet, des systèmes de conditionnement de puissance ont été suggérés avec des fonctions de compensation contre de telles perturbations. Le

principe de cette intervention est basé sur l'emploi d'un compensateur parallèle, ou juste un petit système de batterie de stockage d'énergie.

Puisque les systèmes PV en réseau injectent seulement de la puissance active, le facteur de puissance vu par l'approvisionnement principal est inférieur à celui obtenu sans système PV. Une interface multifonctionnelle peut faire en plus d'injection d'énergie PV à revenir dans le réseau, l'élimination des harmoniques, correction du facteur de puissance, ou des systèmes de conditionnement avec des dispositifs de compensation de compensation de phase.

IV.10.1. Equations électriques du réseau dans le repère abc :

Le réseau est modélisé par une source de tension en série avec une inductance, se comportant ainsi comme une source de courant. Vu que l'inductance du réseau faible et mal connue, elle est généralement insuffisante pour atténuer l'ondulation du réseau. Il est donc nécessaire d'ajouter une inductance L_{rest} et une résistance R_{rest} plus importantes en série, afin de négliger celles du réseau mal connu et de réduire l'effet de leur variation.

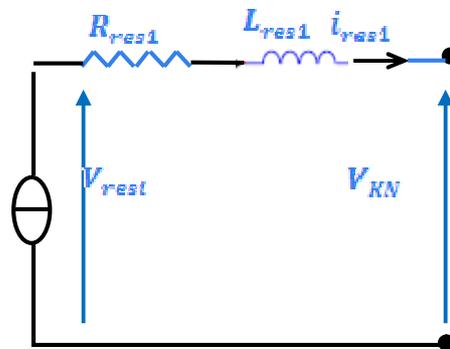


Figure (IV.11) : Modèle équivalent d'une phase du réseau.

La tension de la phase i du réseau triphasé s'exprime comme suit :

$$V_{rest} = R_{rest} i_{rest} + L_{rest} \frac{di_{rest}}{dt} + V_{KN} \quad (IV.1)$$

Avec : $K \in \{A, B, C\}$ et $i \in \{1, 2, 3\}$

V_{rest} et R_{rest} : représentent respectivement la tension et le courant de la phase i du réseau triphasé.

V_{KN} : tension liée au bras i du récepteur.

En appliquant la transformée de LAPLACE à l'équation (IV.1), on obtient :

$$V_{res}(S) = (R_{res} + L_{res}S)I_{res} + V_{KN}(S) \quad (IV.2) \quad \text{Où : } I_{res} = \frac{V_{res}(S) - V_{KN}(S)}{R_{res} + L_{res}S} \quad (IV.3)$$

IV.10.2. Equations électriques du réseau dans le repère dq :

Le passage du repère tournant dq dans le système direct, s'effectue à l'aide de la transformation de Park. D'où elle permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants ce qui simplifie sa résolution.

Sachant que la charge est triphasée, équilibrée avec le neutre isolé, on considère $\theta = \omega t$ le repère de Park tourne à la même vitesse que les grandeurs électriques du réseau. L'équation (IV.1) devient :

$$\begin{bmatrix} V_{res1} \\ V_{res2} \\ V_{res3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{res} & 0 & 0 \\ 0 & R_{res} & 0 \\ 0 & 0 & R_{res} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{res} & 0 & 0 \\ 0 & L_{res} & 0 \\ 0 & 0 & L_{res} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

En appliquant au système 2 la transformée de Park, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{dres} \\ V_{qres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{res} & -L_{res}\omega \\ L_{res}\omega & R_{res} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & L_{res} \\ L_{res} & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

En combinant les équations électriques établies dans la modélisation du réseau dans le repère de Park, on obtient le schéma bloc de la figure (IV.12). On a comme grandeurs d'entrée V_d et V_q et pour grandeurs de sortie respectivement i_d , i_q .

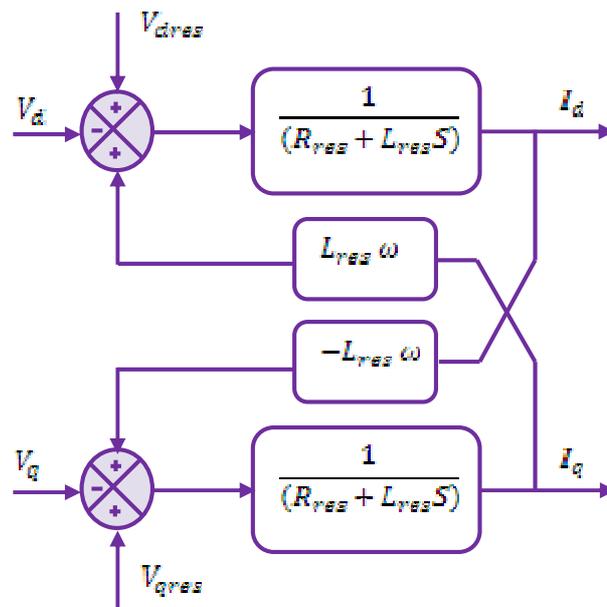


Figure (IV.12) : Schéma bloc du modèle du réseau dans le repère dq.

En appliquant la transformée de LAPLACE nous donne :

$$\begin{bmatrix} V_{dres} \\ V_{qres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{res} & -L_{res}\omega \\ L_{res}\omega & R_{res} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

Dans le repère dq, le couplage entre le courant i_d et le courant i_q apparaît car les équations sont écrites dans le repère tournant.

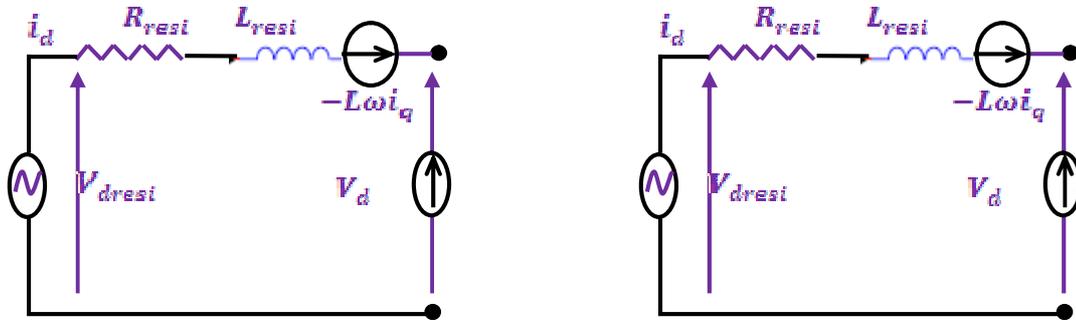


Figure (IV.13) : Modélisation d'un réseau triphasé dans le repère dq.

IV.10.3. Régulation du courant dans l'axe ABC :

En supposant que le réseau est équilibré et la tension en avance par rapport au courant. On pose V_a comme référence des phases :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \cos(\omega_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \cos\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (IV.7) \quad \text{et} \quad \begin{cases} I_a = \sqrt{2}I_{eff} \cos(\omega_s t - \varphi) \\ I_b = \sqrt{2}I_{eff} \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ I_c = \sqrt{2}I_{eff} \cos\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \end{cases} \quad (IV.8)$$

La puissance active et la puissance réactive sont définies respectivement par les relations suivantes :

$$P = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (IV.9) \quad \text{et} \quad Q = (V_a V_b V_c) \begin{bmatrix} I_a e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ I_b e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ I_c e^{-j\frac{\pi}{2}} \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte peut être modélisée par un premier ordre, ayant comme variable d'entrée la tension aux bornes de l'impédance, et pour variable de sortie le courant de phase. La fonction de transfert en boucle ouverte peut s'écrire comme suit :

$$H(S) = \frac{1}{1 + T_e s} \quad (IV.11)$$

Avec

$$T_e = \frac{L_{res}}{R_{res}} \quad (IV.12)$$

T_e représente la constante de temps exigée du régulateur de courant.

Les régulateurs Proportionnel Intégrale, notés PI, sont employés pour avoir une bonne précision. Leur fonction est de la forme :

$$H(S) = K \cdot \left(\frac{1+T_i S}{T_i S} \right) \quad (IV.13)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant est donnée par :

$$F_{BO}(S) = K \cdot \left(\frac{1+T_i S}{T_i S} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_{res}}}{1+T_e S} \right) \quad (IV.14)$$

Pour annuler l'erreur statique en régime permanent, on choisit l'action intégrale égale à la constante du temps en boucle ouverte $T_i = T_e$. La fonction de transfert devienne :

$$F_{BO}(S) = \frac{K}{R_{res} T_i S} \quad (IV.15)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est calculée à partir de celle en boucle ouverte suivant la relation suivante :

$$F_{BF} = \frac{F_{BO}}{1+F_{BO}} \quad (IV.16)$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F_{BF} = \frac{1}{1+\tau S} \quad (IV.17) \quad \text{Avec :} \quad \tau = \frac{R_{res} T_i}{K} \quad (IV.18)$$

Le gain du régulateur (K) est choisi en fonction de la constante de temps exigée afin d'avoir une meilleure dynamique du système.

$$K = \frac{10 R_{res} T_i}{T_e} \quad (IV.19)$$

La boucle de réglage du courant avec un régulateur PI est schématisée dans la figure (IV.14) :

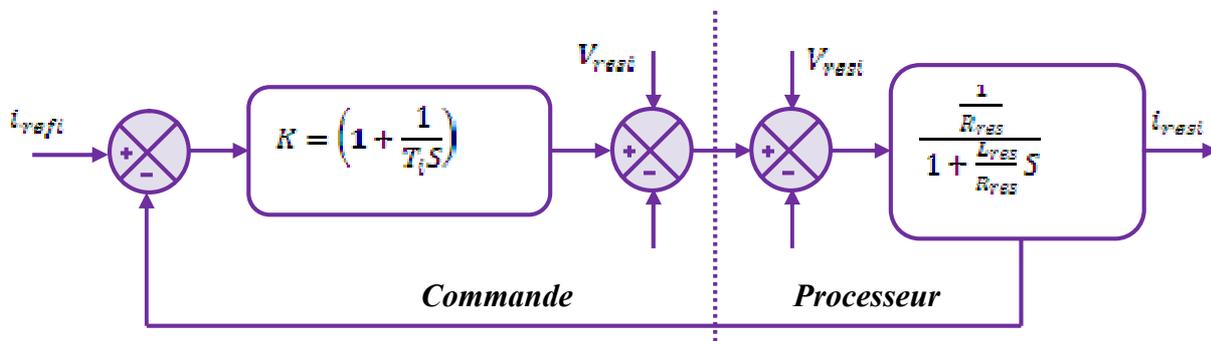


Figure (IV.14) : La boucle de réglage du courant avec un régulateur PI d'une phase du réseau.

IV.10.4. Régulation du courant dans l'axe DQ :

Le passage du repère abc vers le repère de Park, se traduit comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (IV.20)$$

Le système d'équation dans le repère de Park s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} V_d = \sqrt{3}V_{eff} \cos(\theta_S - \theta) \\ V_q = \sqrt{3}V_{eff} \sin(\theta_S - \theta) \end{cases} \quad (IV.21) \quad \text{Avec : } \theta_S = \omega_S t \quad (IV.22)$$

Les courants calculés grâce aux références de puissances et à la mesure de tension au point de connexion, ceux-ci vont être calculés dans le référentiel de Park.

Ainsi, on obtient :

$$\begin{cases} P = V_d I_d + V_q I_q \\ Q = V_d I_q - V_q I_d \end{cases} \quad (IV.23)$$

Deux correcteurs (PI) ont été utilisés pour régler les puissances active et réactive avec leurs valeurs de référence respectives.

Les schémas bloc de régulation des courants i_d et i_q sont présentés par la figure (IV.15).

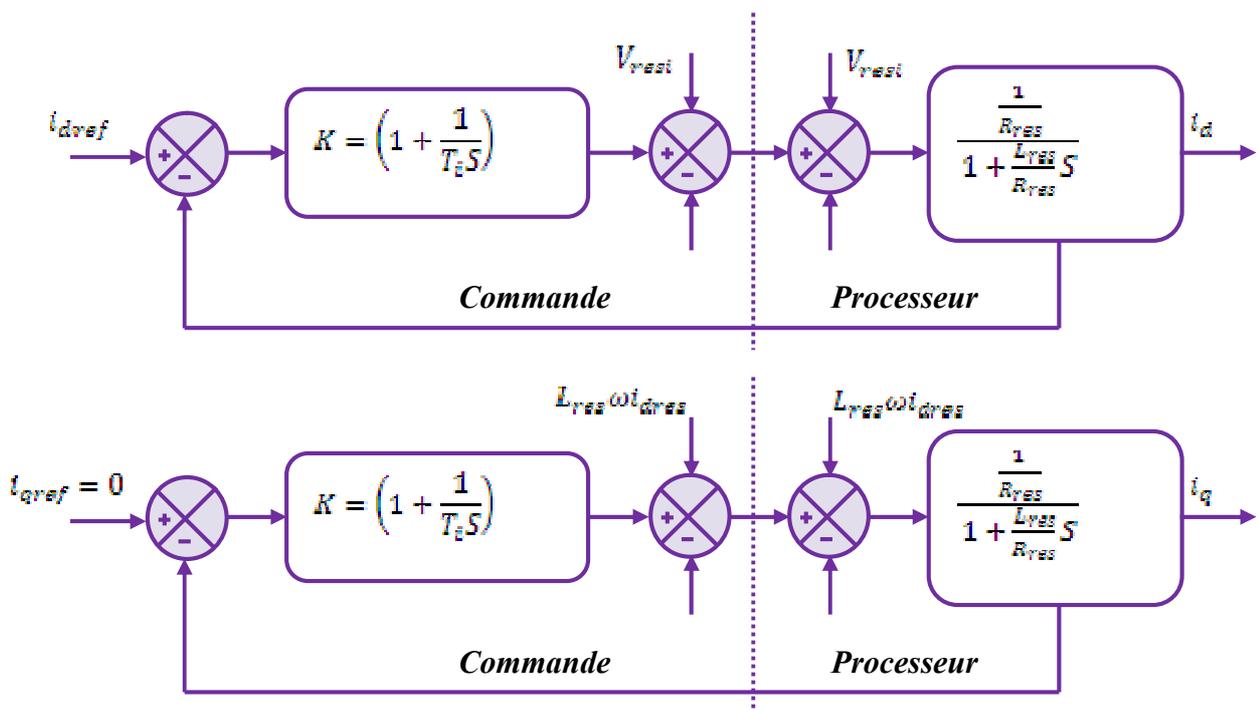


Figure (IV.15) : Boucle de régulation des courants i_d et i_q

Les termes $L_{res} \omega i_q$ et $L_{res} \omega i_d$ sont compensés du côté commande par respectivement $L_{res} \omega i_{qref}$ et $L_{res} \omega i_{dref}$ pour un découpage, alors les courants i_d et i_q ne dépend que de ses références.

L'idéal pour une centrale électrique est d'avoir une puissance réactive échangée avec la charge quasiment nulle, ce qui revient à considérer le facteur de puissance quasi unitaire ($\cos\varphi=1$). Pour se faire, on le courant i_q . Quand à la puissance active, son réglage se fait en agissant sur le courant direct i_d .

Le couplage qui existe entre les deux courants i_d et i_q fait que le modèle établi est très complexe à la régulation. Pour remédier à ce problème, on procède à un découpage des deux grandeurs par compensation, qui consiste à ajouter les termes $L_{res} \omega i_{qref}$ et $L_{res} \omega i_{dref}$ à la boucle de régulation interne. Les boucles de régulation des courants i_d et i_q sont données par la figure (IV.16)

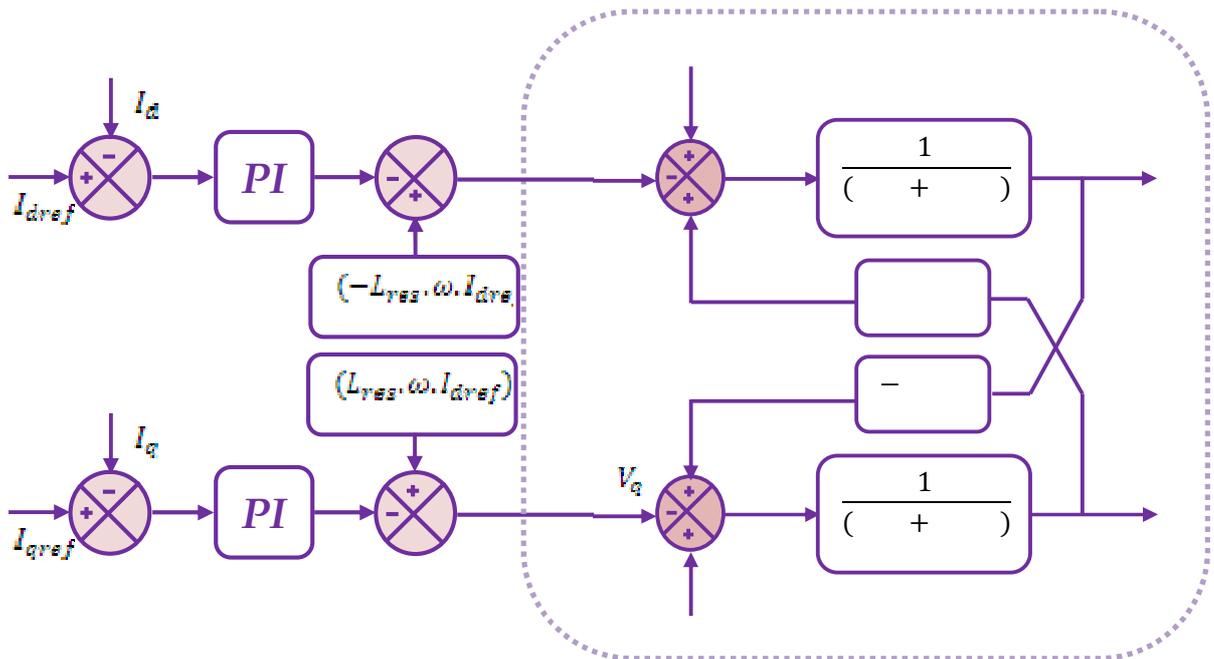


Figure (IV.16) : Modèle équivalent de la boucle de régulation des courants i_d et i_q

Les paramètres des régulations des courants des deux phases peuvent être calculés séparément. La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F(S) = K \left(\frac{1+T_{ik}}{T_{ik}} \right) \left(\frac{1}{R_{res} \left(1 + \frac{L_{res}}{R_{res}} S \right)} \right) \quad (IV.24)$$

Avec : $T_{ik}(S) = \frac{L_{res}}{R_{res}}$ (IV.25)

Le gain du régulateur est calculé de la même façon que dans le repère abc. On a

$$\text{alors : } k = \frac{3R_{v\alpha\beta}T_s}{T_f} \quad (\text{IV.26})$$

IV.11.Modélisation du filtre capacitif intermédiaire :

La figure (IV.17) représente le filtre capacitif intermédiaire à point milieu, où le GPV est équivalents à une source de courant continu.

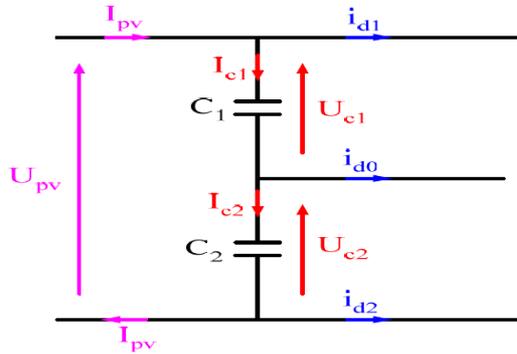


Figure (IV.17) : Structure du filtre capacitif intermédiaire.

Le modèle mathématique du filtre capacitif intermédiaire est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{pv} - I_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{pv} + I_{d2} \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

Avec : $I_{d0} = I_{c1} - I_{c2}$

Comme : $C_2 = C_1 = C$

On aura : $I_{d0} = C \frac{d}{dt} (U_{c1} - U_{c2})$ (IV.28)

D'après le système d'équations (IV.27), on peut considérer que les courants I_{d1} et I_{d2} comme des perturbations, et le courant I_{pv} comme une grandeur de commande. Ainsi, pour contrôler les deux grandeurs de sortie U_{c1} et U_{c2} , on ne possède qu'une seule grandeur de réglage I_{pv} . De plus, la relation (IV.28) confirme que I_{d0} ne peut pas être toujours nul et on peut réduire la différence $(U_{c1} - U_{c2})$ en augmentant les valeurs des capacités C_1 et C_2 .

Donc, pour ce type de cascade, le courant I_{d0} est la source du déséquilibre entre les deux tensions d'entrée U_{c1} et U_{c2} de l'onduleur à trois niveaux. Pour que le potentiel du point milieu soit stable, il faut que la valeur moyenne de I_{d0} soit nulle.

IV.11.1.Simulation et Interprétations des résultats

Le GPV délivre une tension de 600V. Les capacités du filtre intermédiaire ont la même valeur ($C_1 = C_2 = 20\text{ mF}$), l'onduleur de tension à trois niveaux est commandé par la stratégie de modulation calculé avec $m=12$.

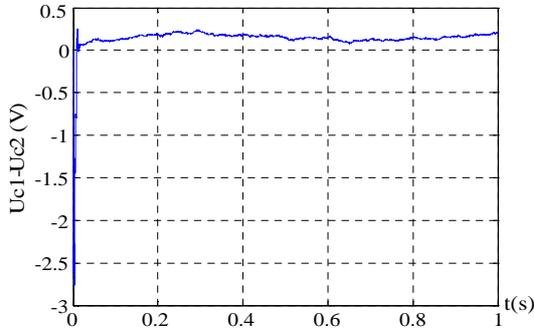


Figure (IV.18) : La différence des tensions d'entrée du filtre intermédiaire

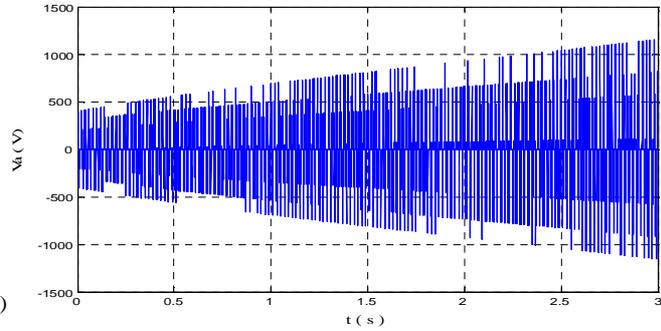


Figure (IV.19) : Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux.

On remarque que la différence des tensions d'entrée ($U_{c1}-U_{c2}$) de l'onduleur triphasé est faible et la tension de sortie est instable.

IV.11.2.Stabilisation des tensions du bus continu :

Pour résoudre ce problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur on introduit un pont d'équilibrage dit pont de Clamping aux bornes de chaque capacité du filtre intermédiaire. Il est constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de chaque capacité du filtre intermédiaire de la cascade utilisée, comme l'indique la figure (IV.20) où, chaque transistor est commandé de telle façon à conserver l'égalité des différentes tensions.

IV.11.2.1.Modélisation du pont de clamping :

La structure du pont de clamping est donnée par la figure (IV.20) :

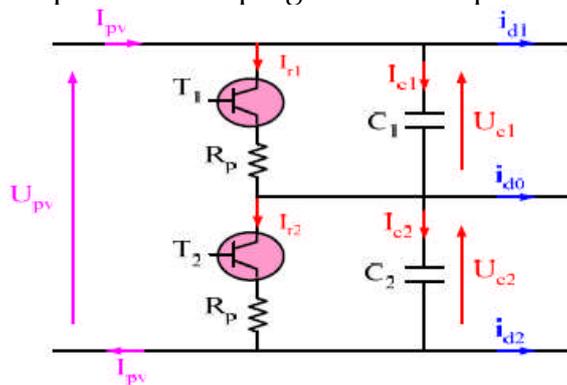


Figure (IV.20) : Structure du nouveau Filtre capacitif intermédiaire

Le modèle mathématique du filtre capacitif intermédiaire dans ce cas est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{pv} - I_{d1} - I_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{pv} + I_{d2} - I_{r2} \end{cases} \quad (IV.29)$$

Avec : $I_{d0} = I_{r1} - I_{r2}$ et $I_{ri} = \frac{U_{ci}}{R_p}$ (IV.30)

Comme : $C_2 = C_1 = C$

On aura : $I_{d0} = C \frac{d}{dt}(U_{c1} - U_{c2})$ (IV.31)

L'algorithme de commande du pont de clamping est le suivant :

Si $U_{c1} > U_{pv}/2 \Rightarrow (T_1 = 1) \& (T_2 = 2)$

Si $U_{c2} > U_{pv}/2 \Rightarrow (T_2 = 1) \& (T_1 = 0)$

IV.11.2.2. Résultats de simulation :

L'onduleur de tension à trois niveaux est commandé par la stratégie de la modulation calculée avec $m=12$. Le GPV délivre une tension de 600V. Les paramètres de ponts de clamping et du filtre intermédiaire sont: $C1= C2= 20$ mF et $R_p=25\Omega$

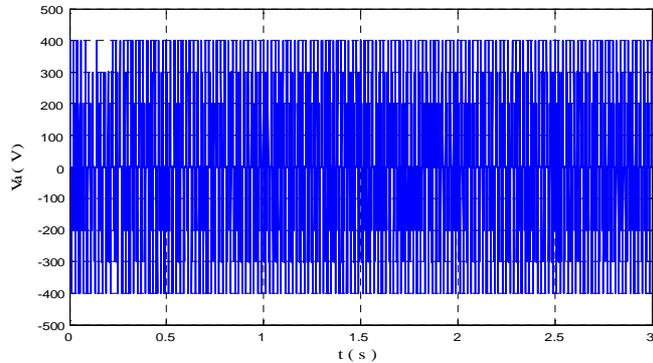
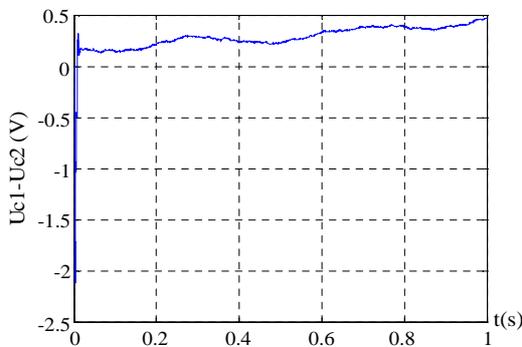


Figure (IV.21) : La différence des tensions d'entrée du pont de clamping

Figure (IV.22) : Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux après l'introduction du pont de clamping

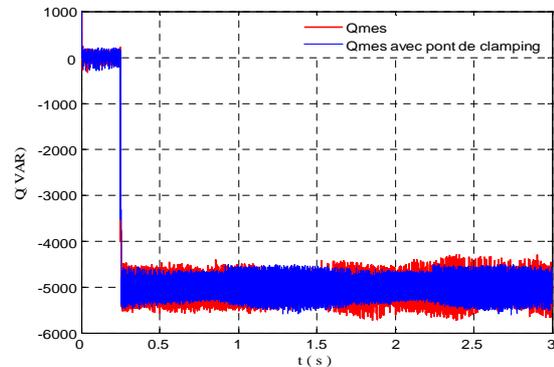
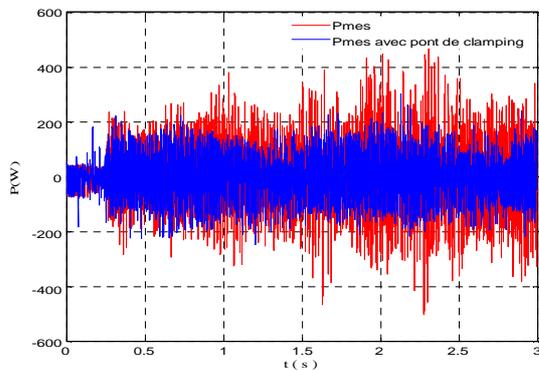


Figure (IV.23) : Puissance (actives, réactives) avec et son pont de clamping

On constate que l'introduction du pont de clamping améliore les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux. Ainsi, la différence des tensions d'entrées de l'onduleur à trois niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent. La tension de sortie de l'onduleur est stable [figure (IV.13)].

Les puissances (active et réactive) présentent moins de fluctuations dans le cas de l'introduction pont de clamping [figure (IV.14)]

IV.12. Performances de la chaîne photovoltaïque connectée au réseau :

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- L'onduleur à trois niveaux à structure NPC est commandé par la stratégie modulation calculée à deux porteuses bipolaires. La stabilisation des tensions du bus est assurée par l'introduction du pont de clamping.
- Pour le contrôle des puissances, l'extraction de puissance du générateur photovoltaïque est obtenue en utilisant la technique P and O.

Les figures suivantes représentent les performances de la chaîne photovoltaïque raccordée au réseau lorsque $P_{ref}=5000W$ et $Q_{ref}=0 VAR$ $t_1=0.25s$

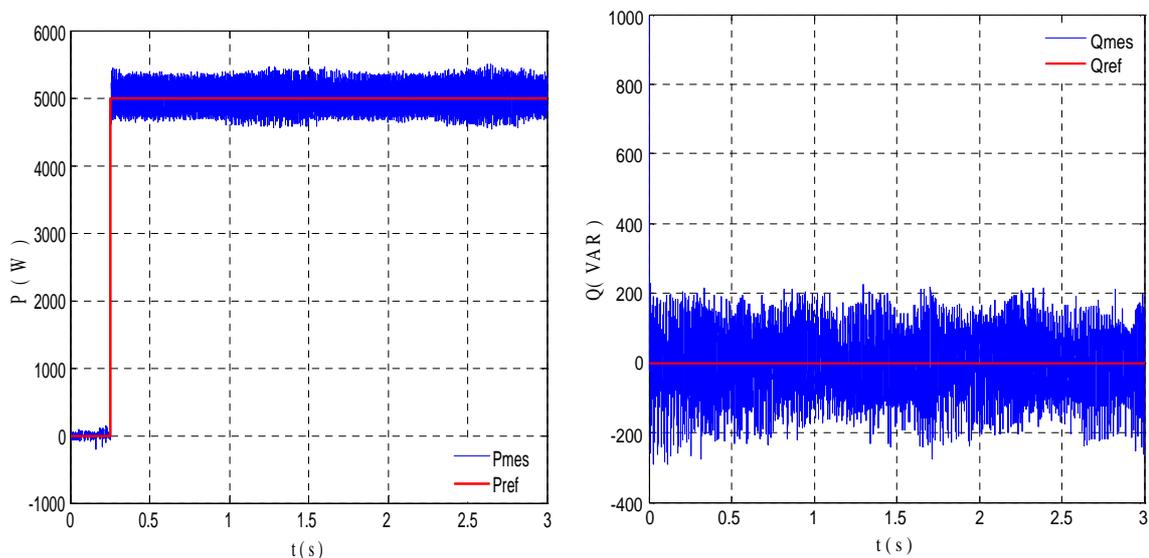


Figure (IV.24) : Puissance actives réactives et leurs références.

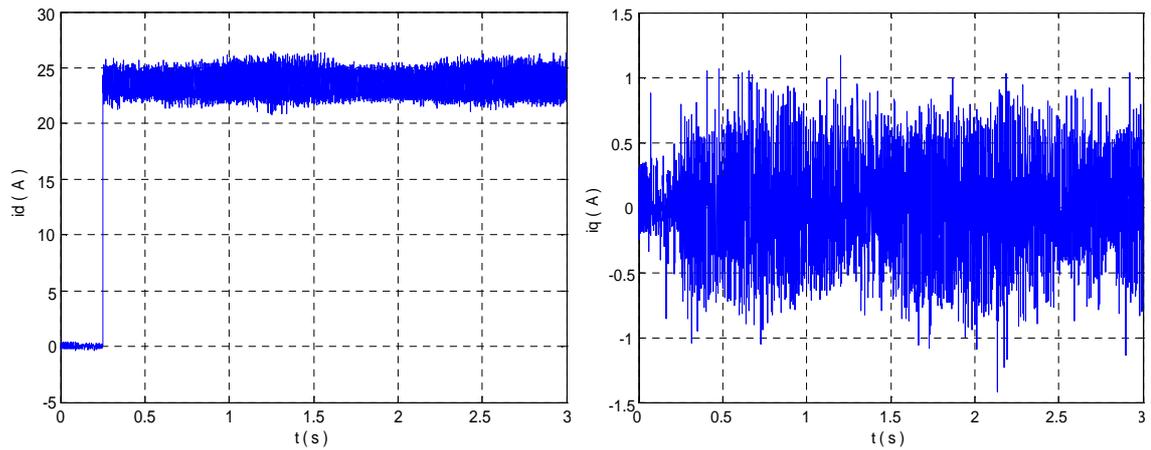


Figure (IV.25) : Courants directs i_d et en quadrature i_q

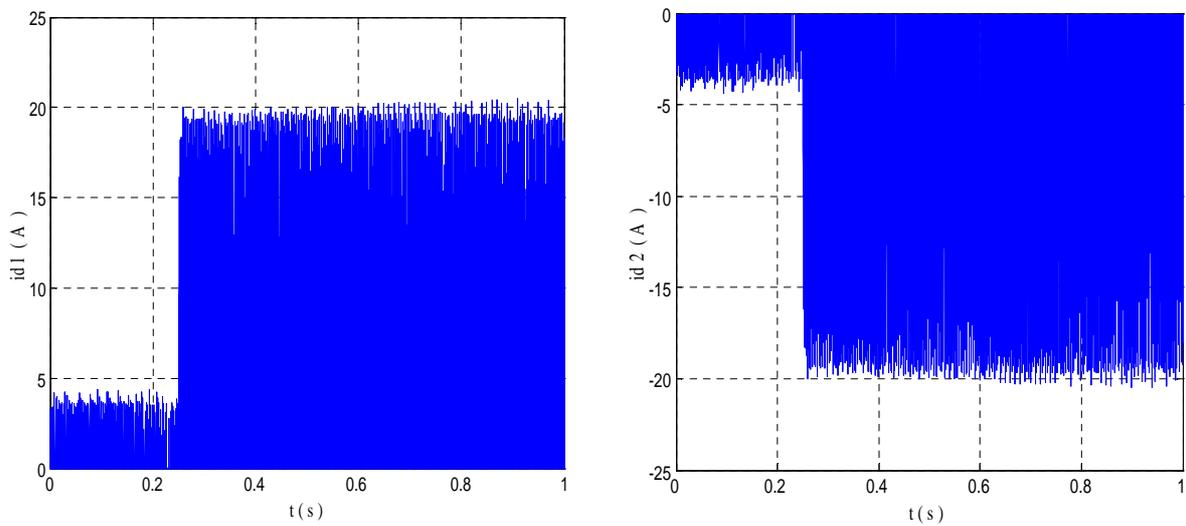


Figure (IV.26) : Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} et i_{d2}

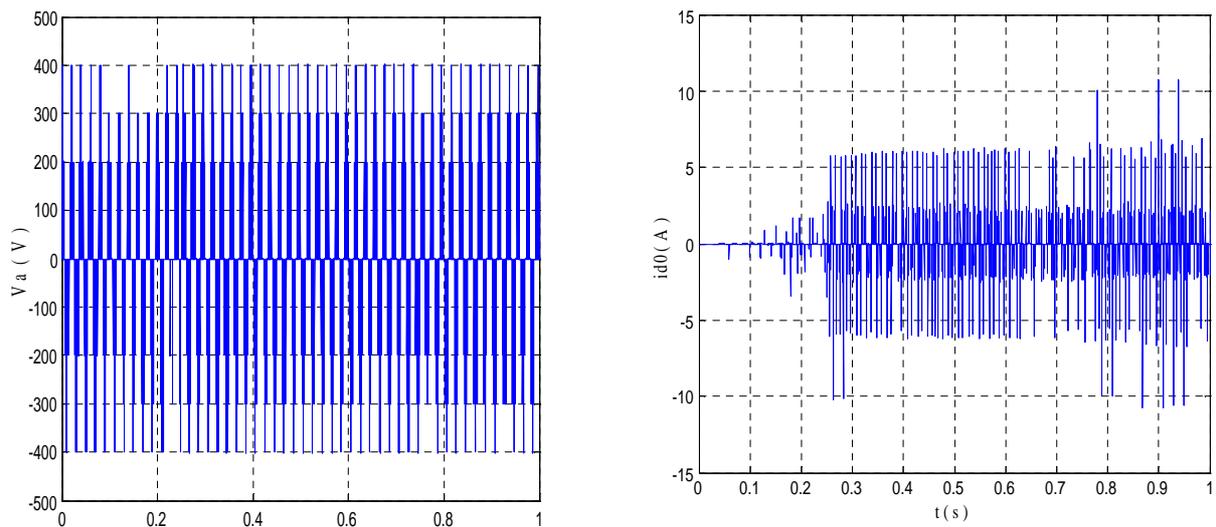


Figure (IV.27) : Courant d'entrée i_{d0} et tension de sortie V_a de l'onduleur à trois niveaux

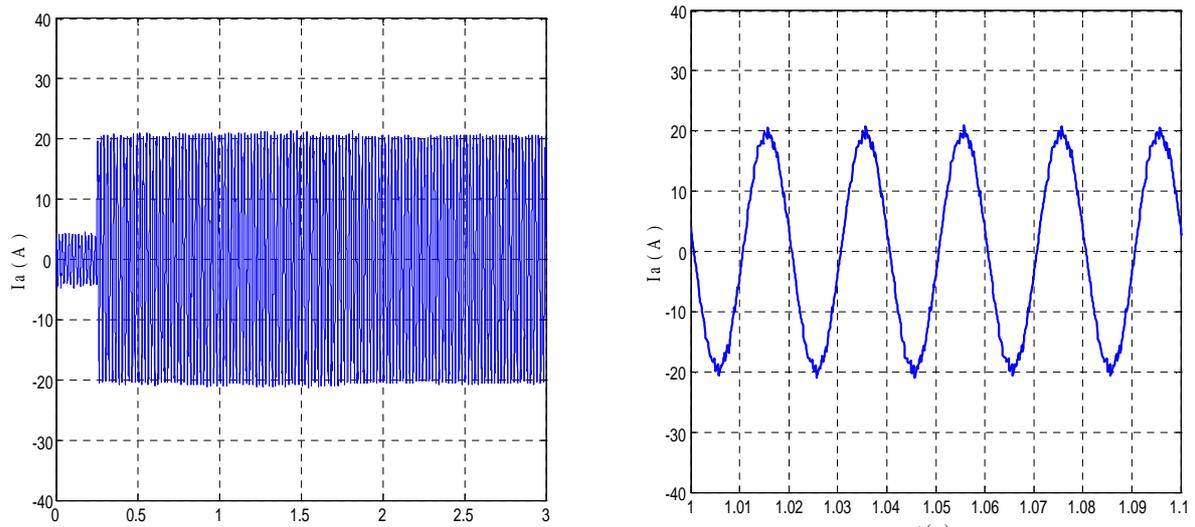


Figure (IV.28) : Courant de sortie de l'onduleur à trois niveaux I_a

Dans ce dernier test, l'onduleur à trois niveaux est alimenté par un champ de 50 panneaux photovoltaïques et $Q=0$ VAR.

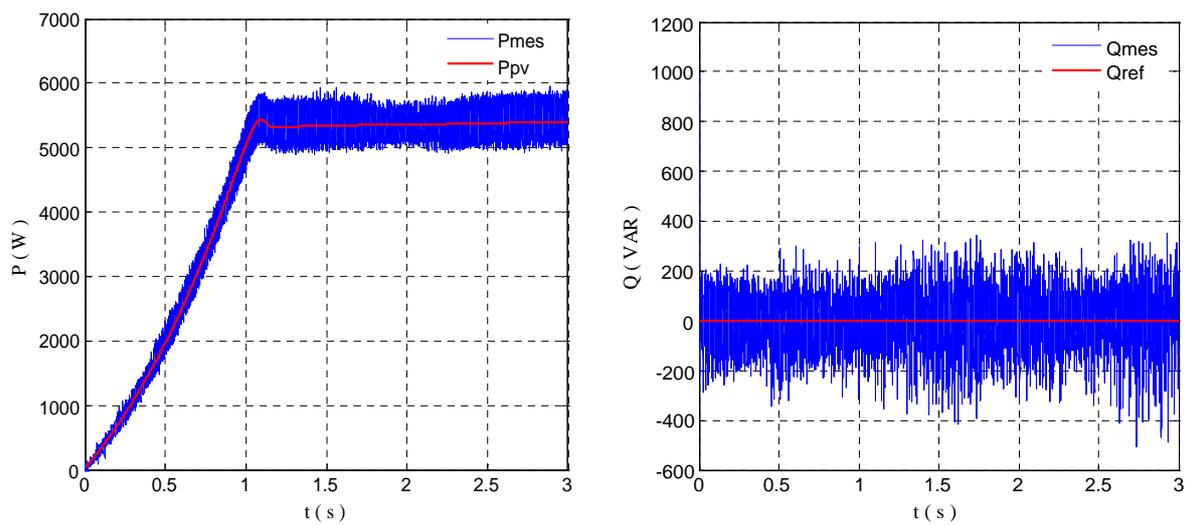


Figure (IV.29) : Puissance actives réactives et leurs références.

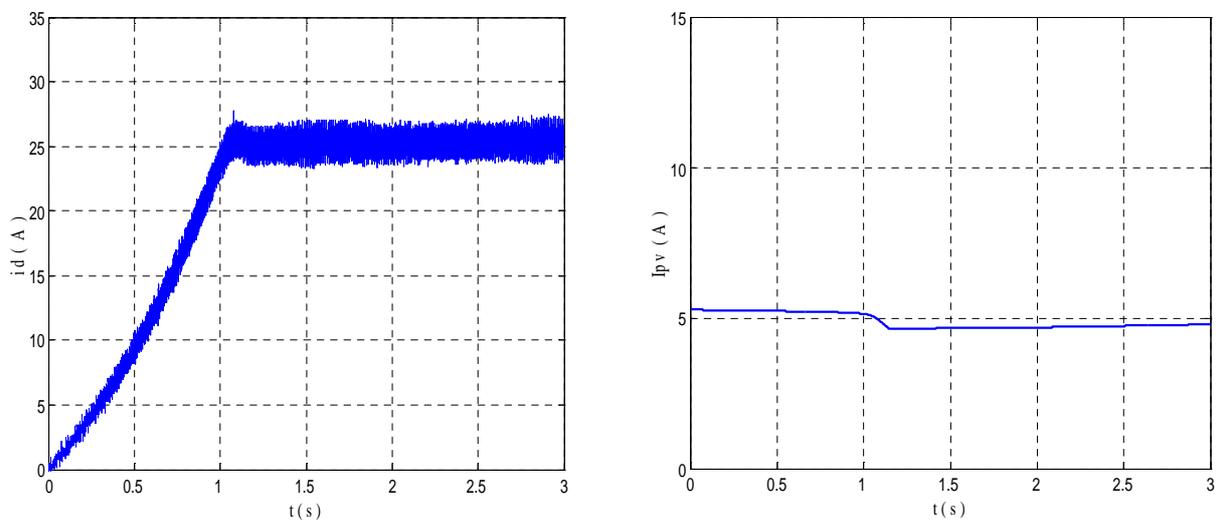


Figure (IV.30) : Courants en quadrature i_a et de sortie du GPV I_{PV}

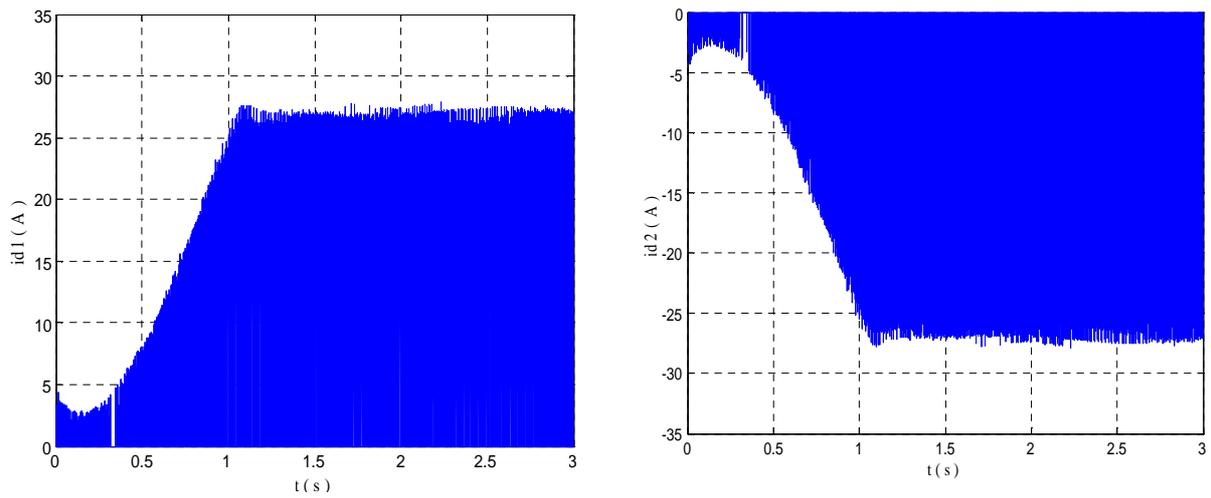


Figure (IV.31) : Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} et i_{d2}

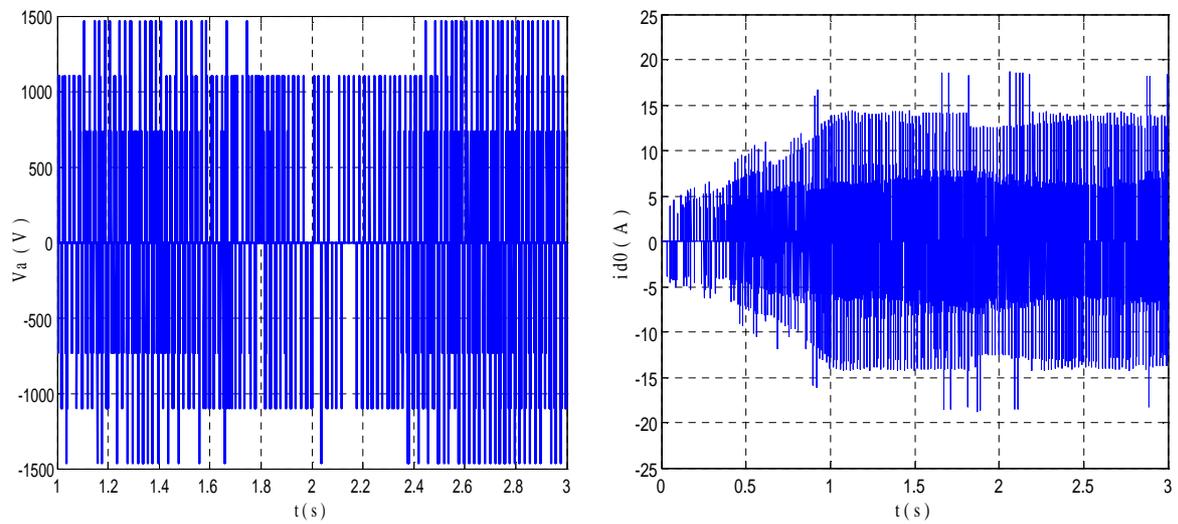


Figure (IV.32) : Courant d'entrée i_{d0} et tension de sortie V_a de l'onduleur à trois niveaux

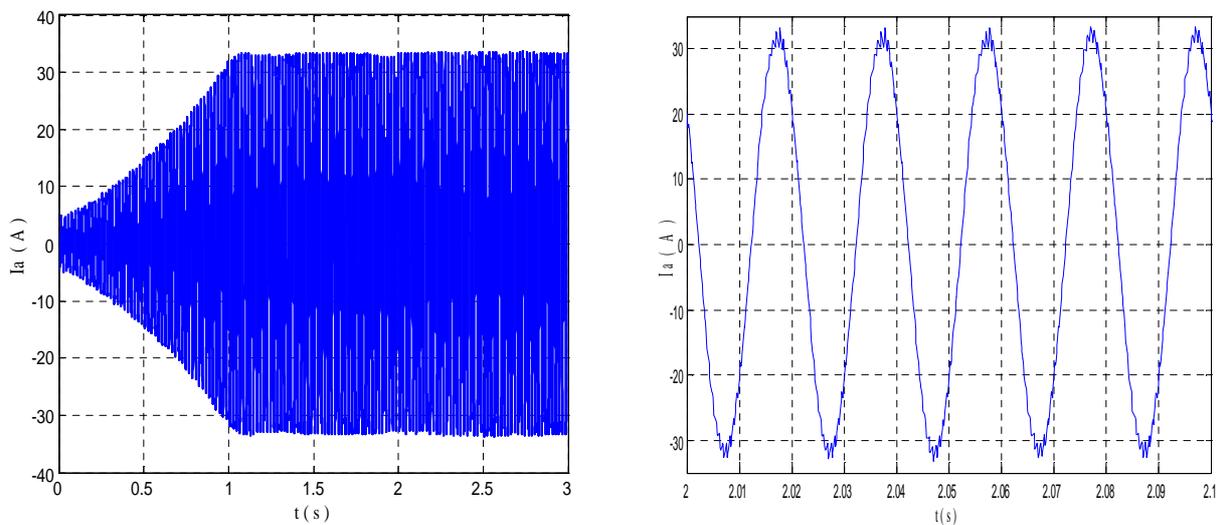


Figure (IV.33) : Courant de sortie de l'onduleur à trois niveaux I_a

Les résultats de simulation montrent que les puissances actives et réactives suivent parfaitement leurs références.

Les courants d'entrée de l'onduleur i_{d1} et i_{d2} ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

Les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux sont maintenues constantes. Le courant de sortie de l'onduleur à trois niveaux est pratiquement sinusoïdal.

Le courant i_d suit l'allure de puissance active P par contre i_q suit l'allure de la puissance réactive Q .

IV.12. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié les performances de la chaîne photovoltaïque connectée au réseau électrique basse tension.

La modélisation du réseau électrique ainsi que la régulation du courant d'une phase de ce réseau dans les deux repères abc et dq utilisant un régulateur PI ont été étudiées.

L'utilisation du pont de clamping proposé, nous a permis d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux en minimisant le déséquilibre entre ces tensions.

L'intégration de l'onduleur multiniveaux comme interface d'adaptation entre le système de production photovoltaïque et le réseau électrique est très judicieuse vu les bonnes performances spectrales qu'il présente. Les performances obtenues par la chaîne proposée sont très prometteuses pour l'utilisation de ce système.

Chapitre V

Réalisation pratique

Chapitre V :

Réalisation Pratique

V.1.Introduction :

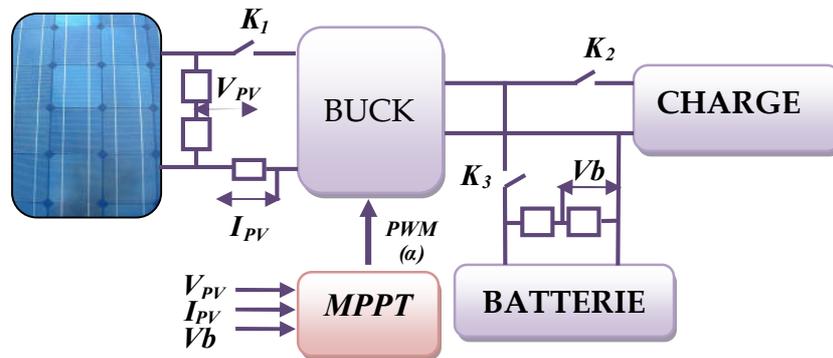
Aprêt avoir développé la partie théorique de notre travail, dans les chapitres précédents, nous détaillons, dans ce chapitre, la réalisation électronique de la commande MPPT numérique réalisé dans le cadre de ce projet pour une chaîne **GPV_BUCK_CHARGE+BATTERIE**. Nous détaillons le schéma électronique ainsi que le lay-out de la carte que nous avons réalisé au laboratoire.

Dans notre étude, on a choisit comme charge un moteur à courant continu. Pour commander la vitesse du moteur, on vari varier la tension d'alimentation de l'induit par la variation du rapport cyclique du hacheur par la technique PWM, pour cela, on utilise le Pic 16F877, qui est un microcontrôleur fabriqué par microchip.

La partie la plus importante dans la réalisation de la chaîne de conversion est la conception et le choix des composantes des différents étages du convertisseur DC-DC (Buck) et la capacité de la batterie. Ce choix est basé sur des calculs qui tiennent compte des différentes limites: thermique, électrique, fréquence et aussi de point de vue pertes sans oublier le coût et la disponibilité.

V.2.Schéma de Principe :

La figure 3.12 montre le schéma de principe de la commande MPPT numérique, nous notons que nous utilisons un microcontrôleur PIC de la série 16F pour la mise en œuvre de l’algorithme de recherche qui génère un signal alpha (α) permettant d’attaquer le MOSTET de l’hacheur BUCK.



Figure(V.1) : Schéma de principe de la chaîne GPV_BUCK_CHARGE+BATTERIE.

L’interface est composée de quatre cartes : carte des commutateurs, carte de puissance et la carte de commande, ces dernières est isolées par une carte d’isolation galvanique, plus l’alimentation stabilisée (12V et 5V).

V.2.1.Circuit d'attaque (Circuit d'alimentation stabilisée):

Les caractéristiques et les performances d'un circuit électronique dépendent essentiellement des éléments dont il est constitué et de son alimentation qui doit être aussi stable que possible.

Lors de notre réalisation nous avons réalisé des alimentations classiques qui sont basées sur le principe de redressement et de filtrage.

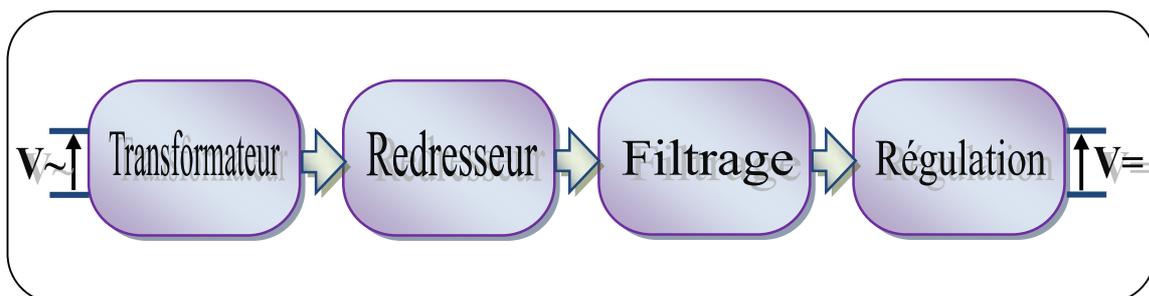


Figure (V.2): Principe de fonctionnement d'une alimentation classique.

Cette alimentation est simple mais elle présente des inconvénients tels que la dissipation d'énergie.

Le circuit d'attaque nécessite une alimentation stabilisée de base tension (12V), la figure suivante représente le schéma électrique du circuit d'attaque:

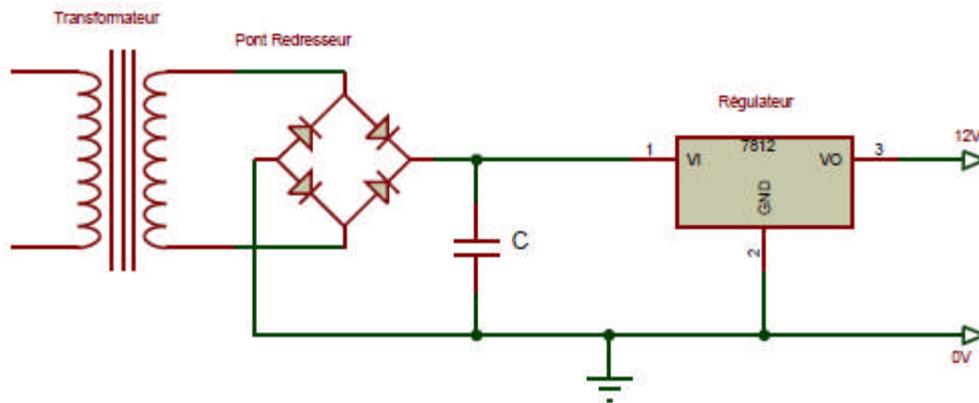


Figure (V.3): Le schéma électrique de circuit d'alimentation stabilisée (12V).

Tous les circuits intègres de la famille TTL utilisée dans la carte de commande sont alimentés par une seule alimentation + 5 V présenté par la figure (V.4).

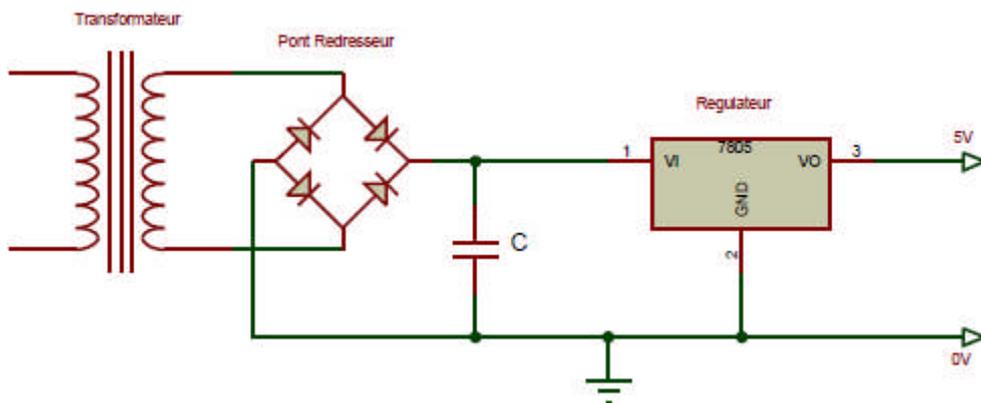


Figure (V.4): Le schéma électrique de circuit d'alimentation stabilisée (5V).

V.2.2. Circuit d'isolation galvanique:

V.2.2.1.L'Optocoupleur :

Pour éviter tous les problèmes de liaison directe entre le circuit de commande et celui de puissance, on fait employer un circuit d'isolation galvanique à base d'un opto-coupleur, ceci a contribué à la sécurité du montage de commande. Car le circuit de commande est totalement isolé électriquement du circuit de puissance. Dans ce

cas, on a utilisé l'opto-coupleur 4N25 ayant une tension d'isolation 5300V, un temps de propagation 10 μ s et un courant d'entrée de 10 mA.

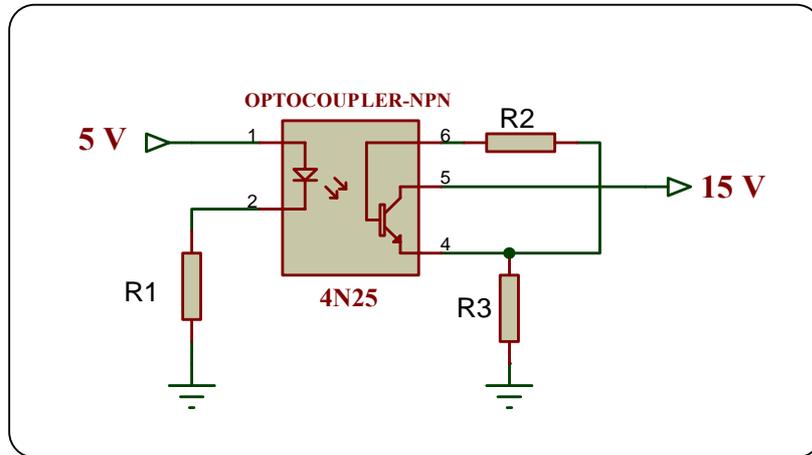


Figure (V.5) : Circuit d'isolation galvanique (4N25).

V.2.2.2. Amplification du courant et mise en forme :

On amplifie le courant avant d'être injecté dans le MOSFET par un circuit intégré CD4050.

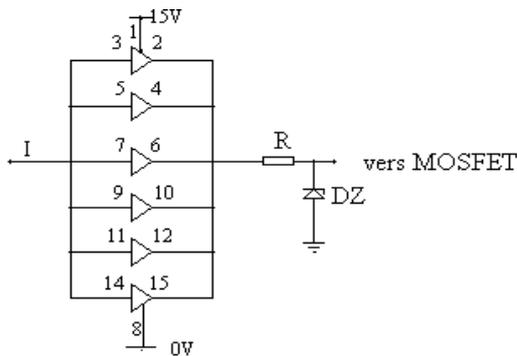


Figure (V.6) : Amplificateur de courant et mise en forme.

Afin d'éliminer les surtensions sur la grille, on utilise une diode Zener polarisée par la résistance R. La figure (V.7) montre le circuit final :

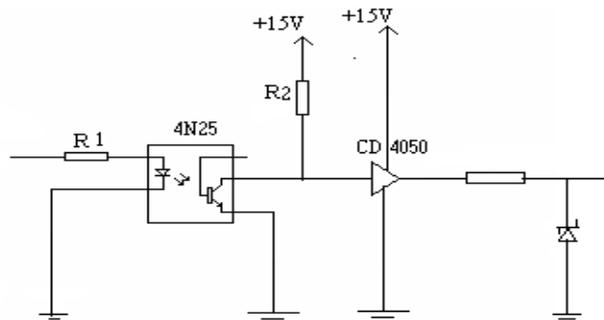


Figure (V.7) : Circuit d'interface de puissance.

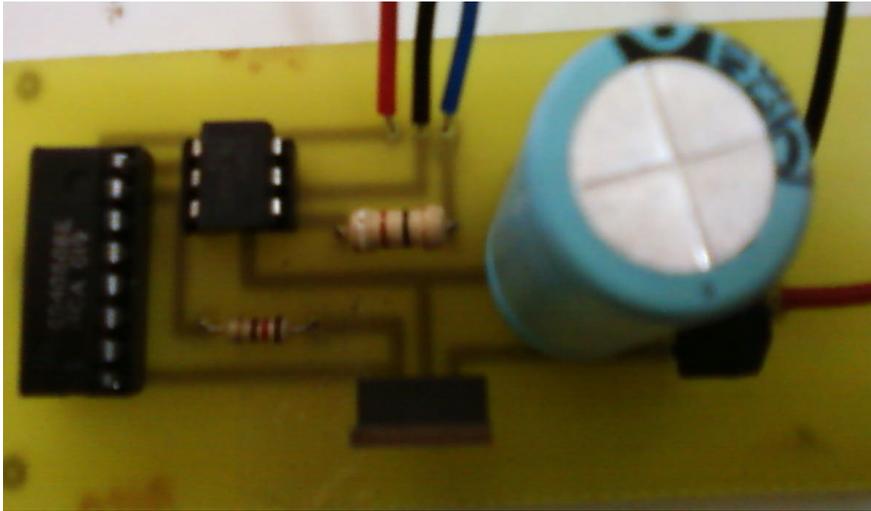


Figure (V.8): Photo du circuit d'isolation galvanique (réalisation pratique).

V.2.3. Circuit puissance:

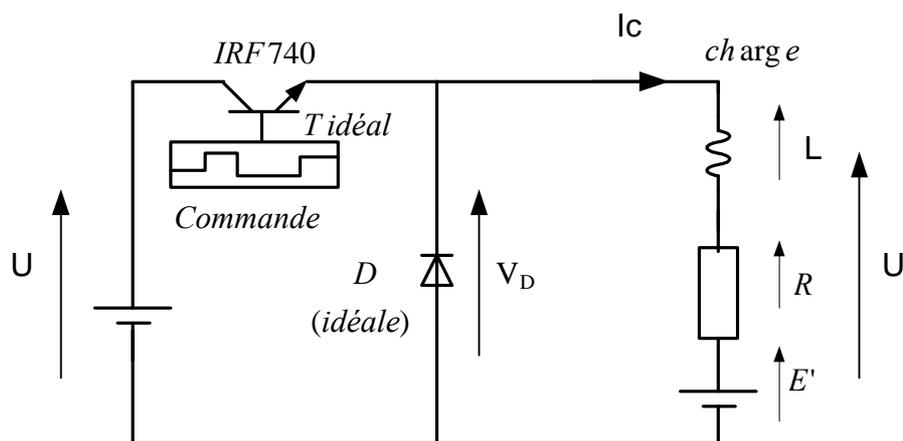


Figure (V.9) : Circuit du hacheur en série (Buck).

Pour le hacheur série nous avons utilisé un MOSFET de type IRF740 et une diode de roue libre de type BYT08.

V.3.1. Le MOSFET :

Acronyme anglais de (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), en français Transistor à effet de champ (à grille) Métal-Oxide, c'est un transistor bipolaire à trois bornes (drain, source et grille), c'est un composant plutôt à faible ou moyenne puissance (inférieur à quelques dizaines de kilowatts).

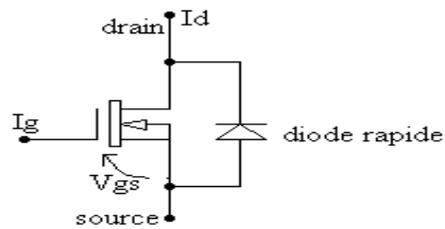
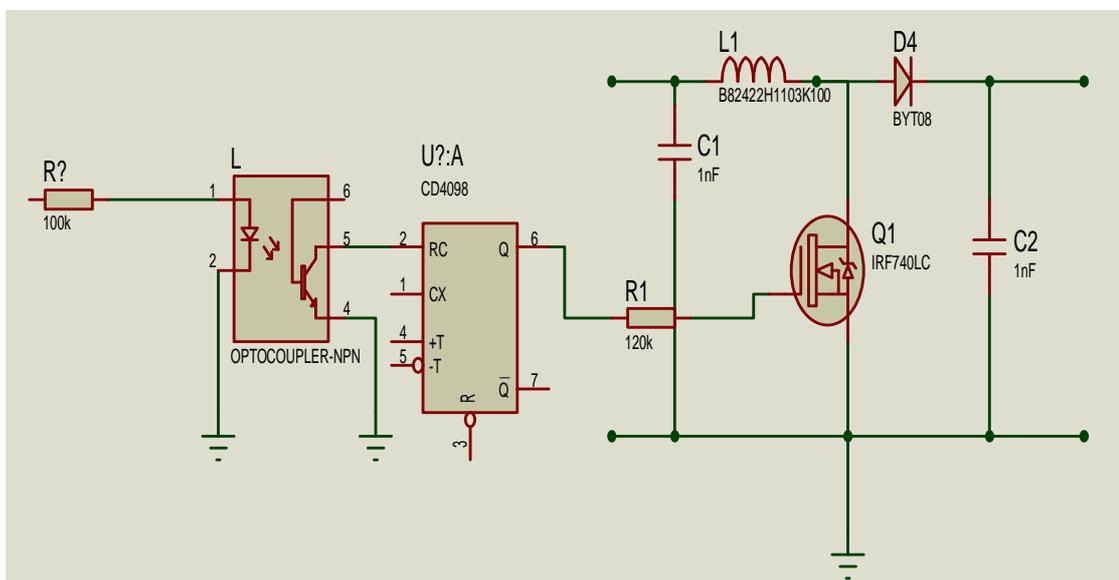


Figure (V.10) : Symbole électrique de MOSFET IRF740.

Pour éliminer le problème de la masse flottante on a réalisé le montage suivant :



Figure(V.11) : Schéma électrique de la carte de puissance.

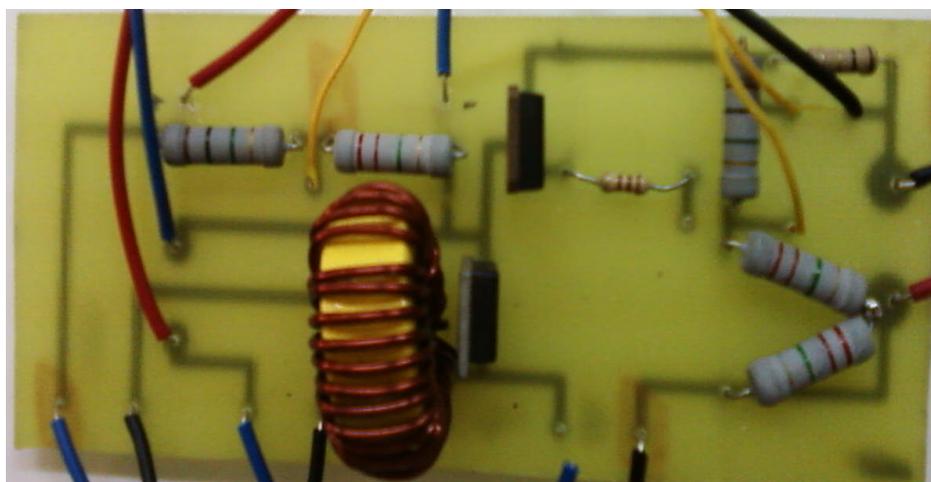


Figure (V.12):Photo du circuit de puissance (réalisation pratique).

V.4. La carte de commande :

La partie commande a pour objectif de déterminer les valeurs de consigne pour la valeur de la tension de sortie du hacheur ainsi que pour le courant circulant dans ce dernier. Plusieurs contraintes doivent être appliquées au système de commande de ce hacheur de manière à assurer un fonctionnement correct.

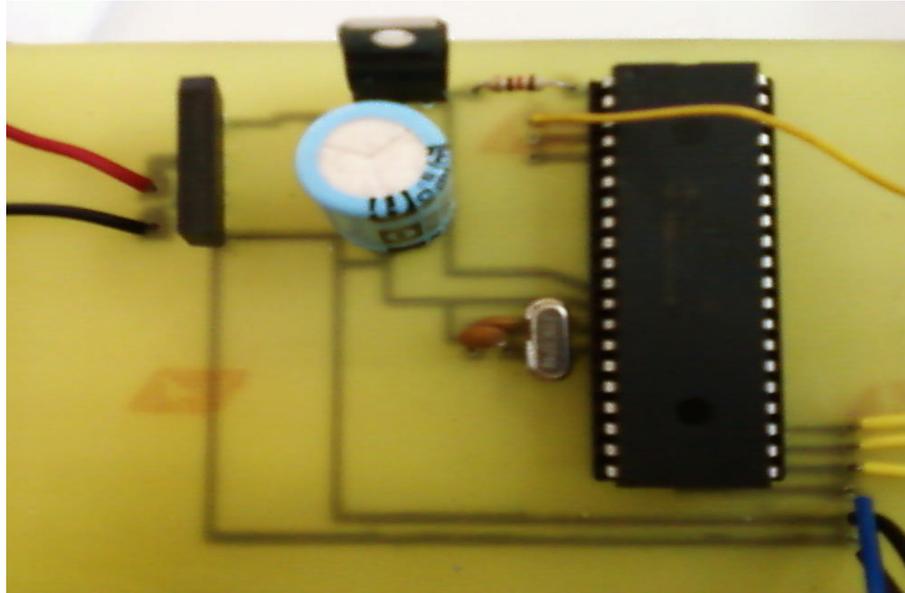


Figure (V.13): Photo du circuit de commande (réalisation pratique).

Le circuit de commande, simple, réalisé à base d'un microcontrôleur pic 16F877A de Microchip. L'algorithme de commande utilisé dans ce projet est représenté dans la figure (V.14).

V.4.1. Le microcontrôleur Pic (*Programmable Interface Controller*)

Le microcontrôleur PIC16f877 est utilisé dans la carte de commande. Ces CI sont des composants à technologie RISC (*Reduced Instructions Construction Set*), se sont des composants à jeu d'instructions réduit et une vitesse d'exécution rapide.

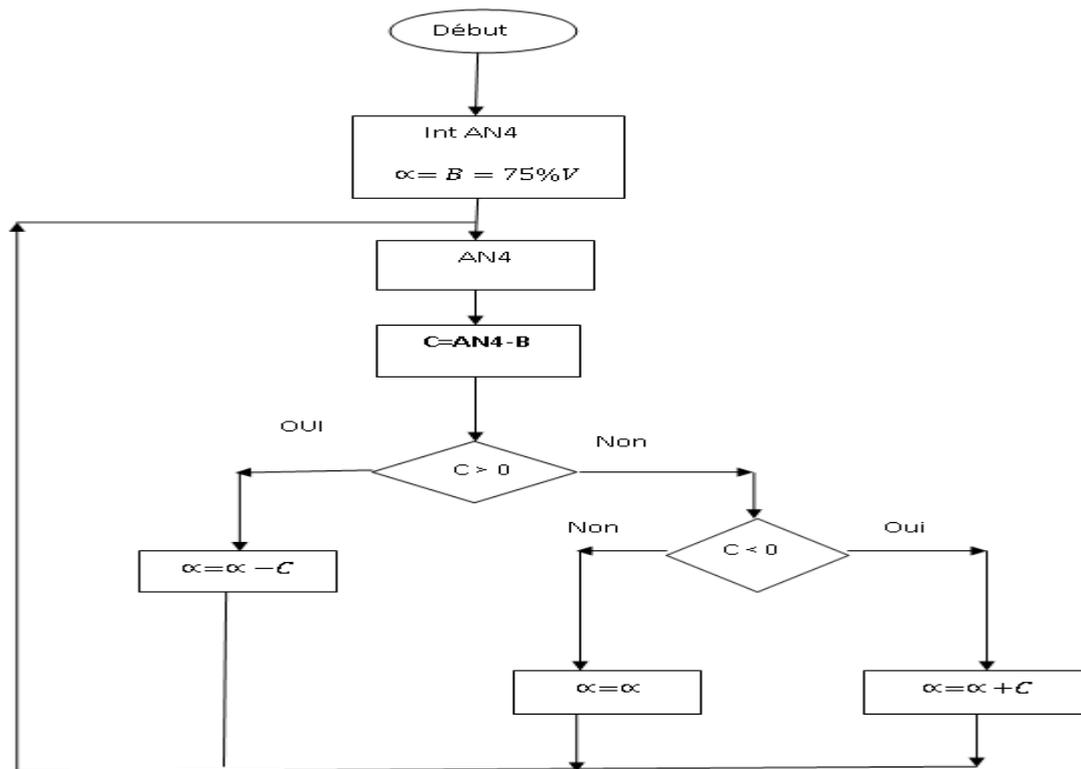


Figure (V.14): Algorithme de commande du Convertisseur Buck.

Le signal de la PWM est produit par un algorithme décrit par l’organigramme suivant :

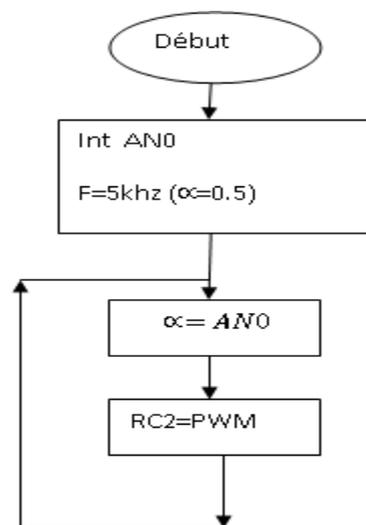


Figure (V.15): Organigramme de PWM.

V.4.2. Gestion d’énergie :

Pour le bon fonctionnement du gestionnaire on assure l’algorithme suivant :

- Le paramètre V_B représente la tension de batterie ;

- Le paramètre V_{PV} est la tension du panneau ;
- Le paramètre I_{PV} est le courant du panneau ;
- Le paramètre X est la tension demandé par la charge ;

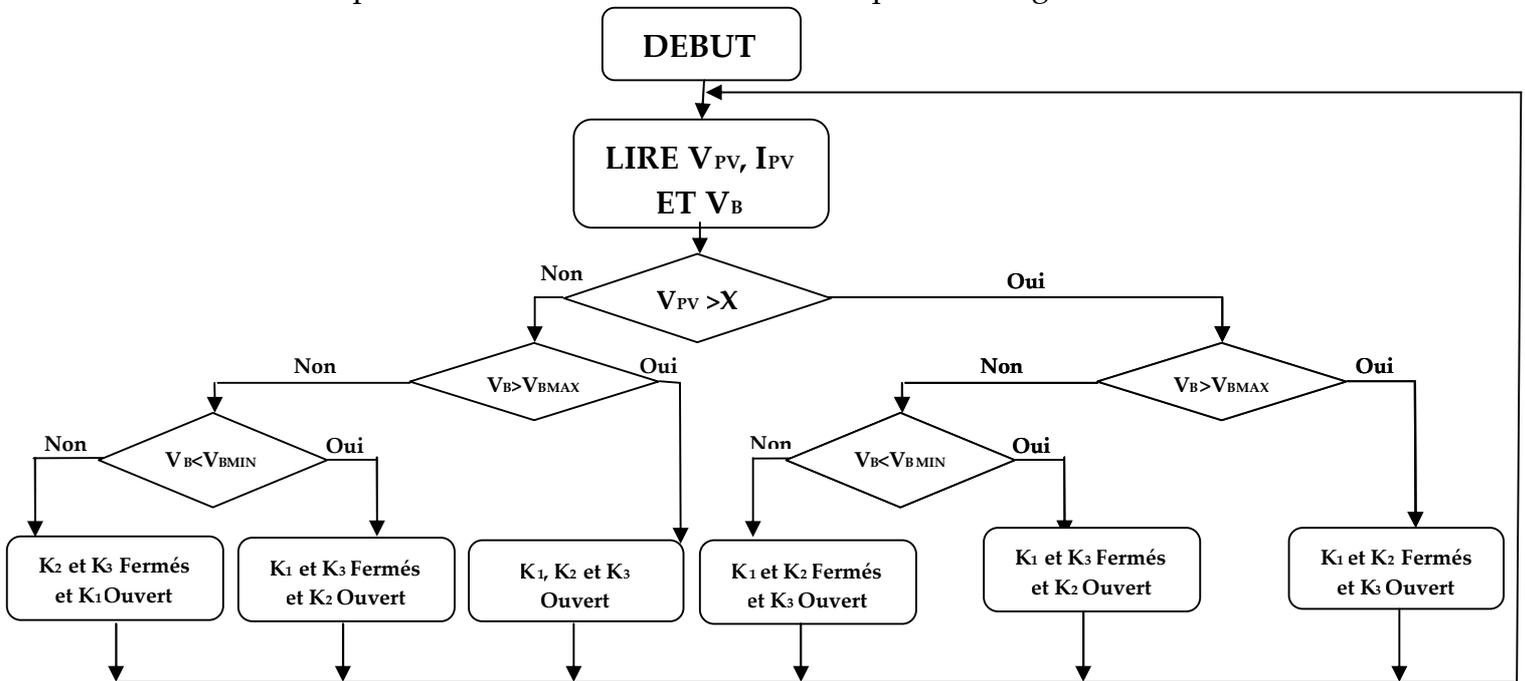


Figure (V.16) : L'organigramme de gestionnaire.

Pour la réalisation de la partie de puissance du gestionnaire, on utilise un relai comme élément de puissance pour deux raisons :

- éviter le problème des masses flottantes, car dans notre réalisation la masse est la même pour tout les composant.
- réponde au règlement imposé par le FIA pour la partie puissance et la protection du circuit de commande, où elle impose d'utiliser des relais de haute tension.

V.5. Circuit des commutateurs :

Le but de la carte des commutateurs est de sélectionner les différentes modes de fonctionnement.

Pour éviter le problème de la masse flottante, on a utilisé des relais comme composants de puissance.

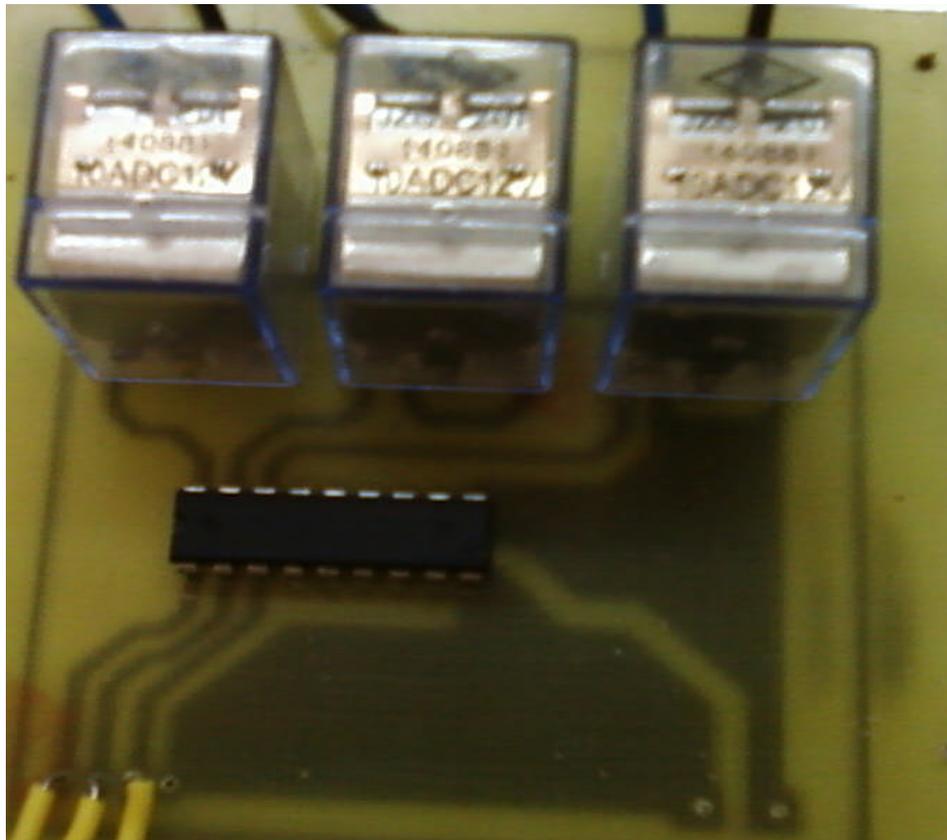


Figure (V.17):Photo du circuit de commande (réalisation pratique).

V.6. Choix du site de l'installation des modules photovoltaïques : Nous avons commencé par choisir un endroit qui répond aux exigences de l'installation à savoir :

- Absence d'obstacles (bâtiment, arbres...etc.) pour les rayons du soleil tout au long de la journée et de l'année.
- Les modules doivent être à une petite distance du convertisseur.
- Protéger pour éviter les projectiles.

Le site choisi de l'installation répondant à ces critères est le toit du département d'électrotechnique de l'université de Ouled Fares.

Le module de 55Wc de type mince est installé sur un support métallique incliné à 45°, et dirigé vers le sud afin de capter en moyenne le maximum de flux solaire durant toute la journée et durant l'année.

V.7. Résultat de simulation (réalisation pratique) :

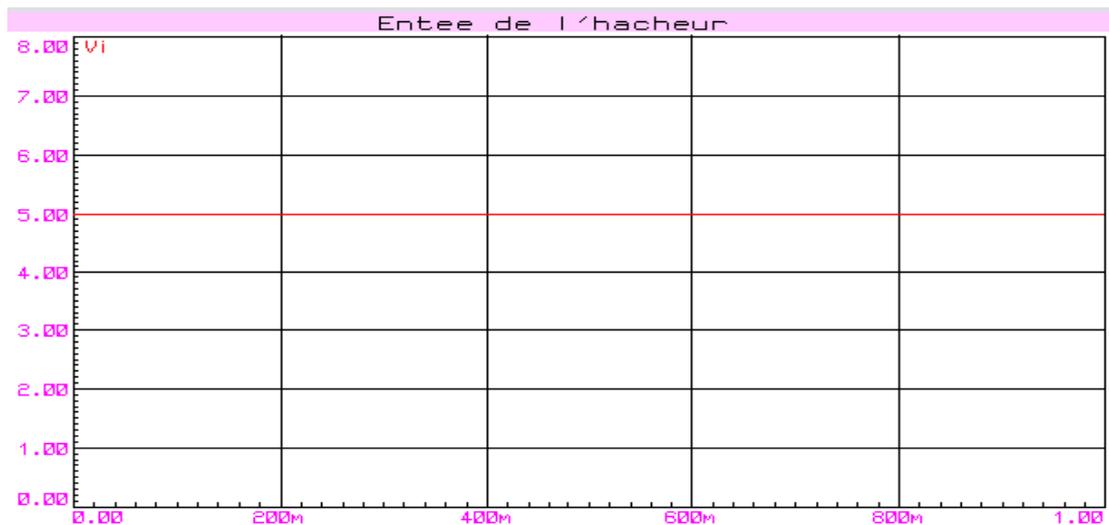


Figure (V.18) : Signale d'entrée de l'hacheur Buck.

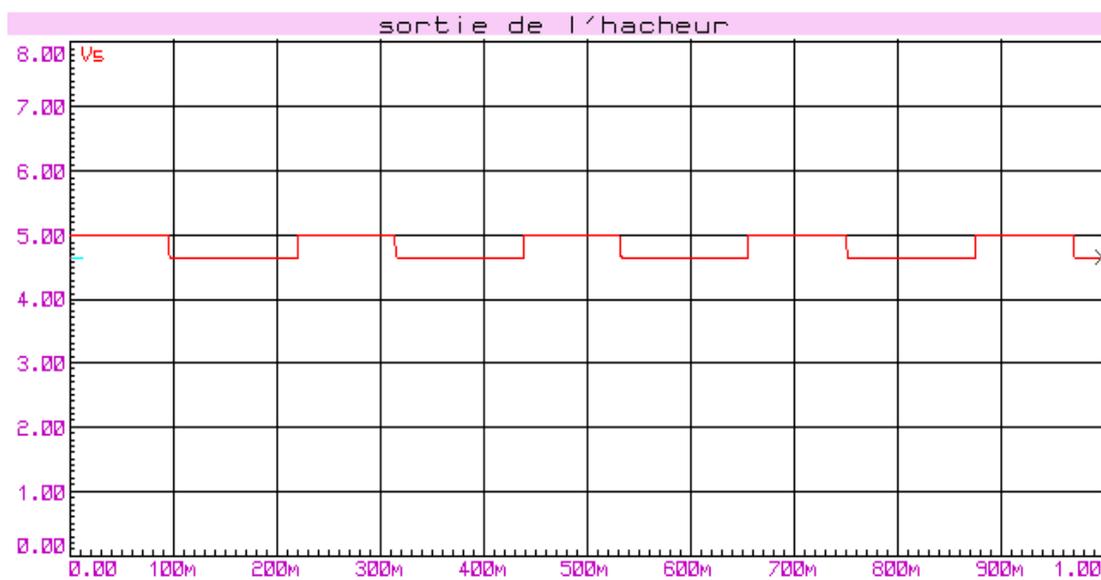


Figure (V.19) : Signale d'entrée de l'hacheur Buck.

V.7. Conclusion :

Le montage réalisé peut être utilisé pour un éclairage public, une station photovoltaïque isolée ou bien une station de pompage photovoltaïque.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, nous a permis de développer une nouvelle source d'alimentation qui est la photovoltaïque et de réaliser un convertisseur DC-AC qui nous a permis d'associer la source d'alimentation (GPV) - l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC et le réseau.

Le premier chapitre a permis de connaître les cellules photovoltaïques puis on a entamé la modélisation d'un module photovoltaïque au quel on a analysé son comportement électrique sous conditions de fonctionnement réelles.

Nous avons montré que les performances d'un module photovoltaïque à base de cellules solaires sont étroitement liées à l'éclairement et aussi à la température de fonctionnement des cellules solaires.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation et le dimensionnement de trois topologies de base de convertisseurs statiques DC/DC, ainsi que le développement des différentes techniques de poursuite du point de puissance maximale (MPPT).

D'après la modélisation des trois types d'adaptation montre que le hacheur Buck_Boost est celui qui a permis un suivi efficace du point de puissance maximale et ce quel que soit la valeur de la charge et les variations météorologiques.

L'élaboration d'un modèle de dispositif de stockage afin de garantir une disponibilité permanente et constante de l'énergie quelles que soient les variations météorologiques à été, également, abordée dans ce chapitre.

L'emploi d'un dispositif MPPT basé sur la méthode de perturbation et observation (P & O), offre une solution très efficace car il assure un compromis entre rapidité en transitoire et stabilité en régime permanent.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude d'un convertisseur statique en l'occurrence l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC. Pour cela, nous avons présenté son modèle de fonctionnement. Ainsi, on a élaboré son modèle de commande et de connaissance. L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras permet de montrer que la structure de l'onduleur à trois niveaux n'est qu'une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Et on a vu aussi l'influence des paramètres m et r sur le comportement de l'onduleur.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour les différents stratégies MLI, a montré qu'elle présente des harmoniques faibles. La stratégie de la modulation calculée utilisant deux porteuses bipolaires triangulaires est la plus importante pour la commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC car elle permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 15% avec un faible taux d'harmoniques.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié les performances de la chaîne photovoltaïque connectée au réseau électrique local. Par ailleurs, la modélisation du réseau électrique ainsi que la régulation du courant d'une phase de ce réseau dans les repères abc et dq utilisant un régulateur PI ont été étudiées.

Dans le dernier chapitre nous avons réalisé un étage d'adaptation de type Buck, ce dernier peut utiliser dans un éclairage public ou bien une station photovoltaïque isolée.

Les performances obtenues par la chaîne étudiée sont très prometteuse pour l'utilisation de ce système.

Il reste beaucoup de travaux à effectuer pour les perspectives de ce modeste travail;

- Amélioration du rendement de la conversion des systèmes photovoltaïques, donc la nécessité de recourir à des techniques permettant la concentration des rayons solaires, et le refroidissement des panneaux.
- Elaboration de nouveaux algorithmes de commande de l'onduleur NPC à trois niveaux.
- Elaboration de nouveaux algorithmes d'extraction de puissance maximale (réseau de neurone, logique floue, génétique, ...etc)
- Recherche d'autres solutions du problème de l'instabilité des sources de tension d'entrée de l'onduleur NPC à trois niveaux.
- Améliorer la synchronisation avec le réseau afin de tester la connexion de l'onduleur au réseau et évaluer les résultats obtenus.
- Etude de gestion d'une chaîne de production hybride.
- Réaction du système photovoltaïque vis-à-vis des déséquilibres du réseau, des creux de tension et des fluctuations.

Bibliographie

Bibliographie :

- [1] : Abdelaali Alibi, Thèse de magistère « *Contrôle des Réseaux Electriques par les Systèmes FACTS: (Flexible AC Transmission Systems)* », Université de BATNA, Juin 2009.
- [2] : A. Brahmi, A. Abounada* et M. Ramzi « *Application de la commande 'Perturb and Observe' pour l'extraction de la puissance maximale des cellules photovoltaïques* », Revue des Energies Renouvelables CER'07 Oujda.
- [3] : Adouane Mabrouk, Thèse de magistère « *Etude et conception d'une stratégie de commande d'un onduleur connecté au réseau électrique* », Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [4] : Alain Bilbao Learreta « *Réalisation de Commandes MPPT Numériques* », Université de Ravira et Virgil.
- [5]: Ali Naci Celik, Nasır Acikgoz « *Modelling and experimental verification of the operating current of mono-crystalline photovoltaic modules using four- and five-parameter models* », Science directe Applied Energy 84 (2007) P1-15.
- [6] : Ameziane Sadek, Thèse de magistère : « *Implantation expérimentale de l'MPPT pour un système de génération hybride solaire-éolien* », Université de BATNA, Juillet 2009.
- [7] : Angel Cid Pastor , Thèse de doctorat :« *Conception et réalisation de module photovoltaïques électroniques*», l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, septembre 2006.
- [8] : A. Ould Mohamed Yahya, A. Ould Mahmoud et I. Youm « *Etude et modélisation d'un générateur photovoltaïque* », Revue des Energies Renouvelables Vol. 11 N°3 (2008).
- [9]: A. Zahedi « *Development of an electrical model for a PV/Battery system for performance* », Science directe, Renewable Energy 15 (1998) 531-534.
- [10] : Belhadj Mohammed, Thèse de magistère : « *Modélisation D'un Système De Captage Photovoltaïque Autonome* », Centre Universitaire De Bechar, 2008.

[11] : Bellala Djamel, Thèse de doctorat : « *Contribution à l'Optimisation des Systèmes de Conversion d'Energie. Application aux Systèmes Photovoltaïques* », Université de BATNA.

[12] : Bendjellouli Zakaria, Thèse de magistère : « *contribution à la modélisation d'une cellule solaire* », Université de BECHAR, Juin 2009.

[13] : Bouakaz Ouahid, Thèse de magistère : « *Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux* », Université de BATNA, 2005.

[14] : Cédric Cabal, Thèse de doctorat : « *Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque* », Université de TOULOUSE III, Décembre 2008.

[15] : Chekired Fathya, Thèse de magistère : « *Etude et implémentation d'une commande MPPT neuro-floue sur FPGA* », Ecole Nationale Polytechnique, 2008.

[16] : Christophe Gombert, Thèse de doctorat : « *Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux Réseaux d'Energie Electrique* », L'INPG, Septembre 2005.

[17] : Corinne Alonso, Thèse de doctorat : « *Contribution à l'optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie* », Université PAUL SABATIER – TOULOUSE III, Décembre 2003.

[18]: Dong-Yun Lee, Hyeong-Ju Noh, Dong-Seok Hyun and Ick Choy «*An Improved MPPT Converter Using Current Compensation Method for Small Scaled PV-Applications*», IEEE 2003, P0-7803-7768-0.

[19] : Emanuel Florin Mogos, Thèse de doctorat : « *Production décentralisée dans les réseaux de distributions. Etudes pluridisciplinaire de la modélisation pour le contrôle des sources* », L'école normale supérieure d'Arts et Métiers, Juillet 2005.

[20] : G. Pinson « *Conversions continu – continu* », C23, Physique Appliquée.

[21]: Guan-Chyun Hsieh, Hung-Liang Chen, Yaohwa Chen, Chee-Ming Tsai and Shian-Shing Shyu «*Variable Frequency Controlled Incremental*

Conductance Derived MPPT Photovoltaic Stand-Along DC Bus System», 978-1-4244-1874-9/08/\$25.00 ©2008 IEEE

[22] : H. Zéraïa - Benyahia, A. Malek et M. Belhamel « *Téléphonie Rurale Alimentée par Energie Electrique d'Origine Photovoltaïque* », Rev. Energ. Ren. : Valorisation (1999).

[23] : Helali Hassan, Thèse de doctorat : « *Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseur de puissance : Utilisation des techniques d'optimisation multi-objectif et prise en compte de contraintes CEM* », l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Novembre 2006.

[24]: Jancarle L. Santos, Fernando Antunes, Anis Chehab, Cicero Cruz « *A maximum power point tracker for PV systems using a high performance boost converter* », Science directe Solar Energy 80 (2006) 772–778.

[25]: J.I. Rosell, M. Ibanez « *Modelling power output in photovoltaic modules for outdoor operating conditions* », Science directe Energy Conversion and Management 47 (2006) P2424–2430.

[26]: J.K. Kaldellis « *Optimum technoeconomic energy autonomous photovoltaic solution for remote consumers throughout Greece* », Science directe Energy Conversion and Management 45 (2004) P2745–2760.

[27] : Julien Labbé, Thèse de doctorat : « *L'hydrogène électrolytique comme moyen de stockage d'électricité pour systèmes photovoltaïques isolés* », l'École des Mines de Paris, décembre 2006.

[28] : Kadri RIAD, Mostefaï MOHAMED « *Modélisation linéaire et commande dans le référentiel synchrone d'un onduleur de tension pour générateur photovoltaïque connecté au réseau* », Université Ferhat ABBAS de Sétif.

[29] : Kamel Guesmi « *Contribution à la commande floue d'un convertisseur statique* », Université de Reims Champagne Ardenne, décembre 2006.

[30]: Martina Calais, Vassilios G. Agelidis, Michael S. Dymond « *A cascaded inverter for transformerless single-phase grid-connected photovoltaic systems* », Science directe Renewable Energy 22 (2001) 255-262.

- [31]: Mehmet Akbaba «*Optimization of the Performance of Solar Powered Permanent Magnet dc Motor Drives*», IEEE 1-4244-0891-1/07/\$20.00©2007.
- [32]: Mei Xu, Roderick V.N. Melnik, Uffe Borup «*Modeling anti-islanding protection devices for photovoltaic systems*», Science directe Renewable Energy 29 (2004) 2195–2216.
- [33]: M.Hatti «*Contrôleur Flou pour la Poursuite du Point de Puissance Maximum d'un Système Photovoltaïque*», JCGE'08 LYON, IEEE 2008.
- [34]: Mohamed Djarallah, Thèse de doctorat : «*Contribution à l'étude des systèmes photovoltaïques résidentiels couplés au réseau électrique*», Université de BATNA, Janvier 2008.
- [35]: M. Sidrach-de-Cardona, Ll. Mora Lopez «*Performance analysis of a grid-connected photovoltaic system*», Science directe Energy 24 (1999) 93–102.
- [36]: N. Hamrouni and A. Chérif «*Modelling and control of a grid connected photovoltaic system*», Revue des Energies Renouvelables Vol. 10 N°3 (2007).
- [37]: N.K. Gautam, N.D. Kaushika «*Network analysis of fault-tolerant solar photovoltaic arrays*», Science directe Solar Energy Materials & Solar Cells 69 (2001) 25- 42.
- [38]: Nobuyoshi Mutoh, Masahiro Ohno, and Takayoshi Inoue «*A Method for MPPT Control While Searching for Parameters Corresponding to Weather Conditions for PV Generation Systems*», IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 53, NO. 4, AUGUST 2006.
- [39]: Nobuyoshi Mutoh and Takayoshi Inoue «*A Control Method to Charge Series-Connected Ultraelectric Double-Layer Capacitors Suitable for Photovoltaic Generation Systems Combining MPPT Control Method*», IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 54, NO. 1, FEBRUARY 2007.
- [40]: Nopporn Patcharaprakiti, Suttichai Premrudeepreechacharn, Yosanaï Sriuthaisiriwong «*Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system*», Science directe Renewable Energy 30 (2005) 1771–1788.

[41]: Olivier Gergaud, Thèse de doctorat : « *Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur* », L'école normale supérieure de CACHAN, décembre 2002.

[42]: Sang-Hun Lee, Sung-Geun Song, Sung-Jun Park, Chae-Joo Moon, Man-Hyung Lee « *Grid-connected photovoltaic system using current-source inverter* », Science directe, Solar Energy 82 (2008) 411–419.

[43] : Yakoub Khadidja, Thèse de magistère : « *Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction*», Université de BATNA, 2005.

[44] : Yann Pankow, Thèse de doctorat : « *Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau Basse Tension. Application aux Systèmes Photovoltaïques* » L'école normale supérieure d'Arts et Métiers, 2004.

[45]: Yeong-Chau Kuo, Tsorng-Juu Liang and Jiann-Fuh «*Chen A High-Efficiency Single-Phase Three-Wire Photovoltaic Energy Conversion System*», IEEE IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 50, NO. 1, FEBRUARY 2003.

[46]: Weidong Xiao and William G. Dunford «*A Modified Adaptive Hill Climbing MPPT Method for Photovoltaic Power Systems*», 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004.

[47]: Wu Libo, Zhao Zhengming and Liu Jianzheng «*A Single-Stage Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation*», IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 22, NO. 4, DECEMBER 2007.

[48]: «*La production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde* », ADEME, édition 2010.

[49]: Houria BOUMAARAF, Thèse de Magistère: «*Modélisation et commande numérique d'un système photovoltaïque connecté au réseau* », Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, 2010.